ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XXIII - NUMERO 2 - 1974 - L. 500

Ponte radio doppio di tipo portatile, per riprese esterne TV anche a colori **(v. pag. 80).**

Supertester 680 R / ATTENZIONE !! R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano RESISTENZE A STRATO METALLICO di altissima stabilità con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.** Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 4.800

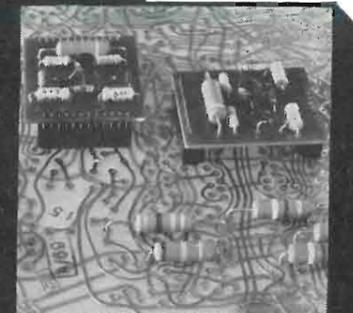
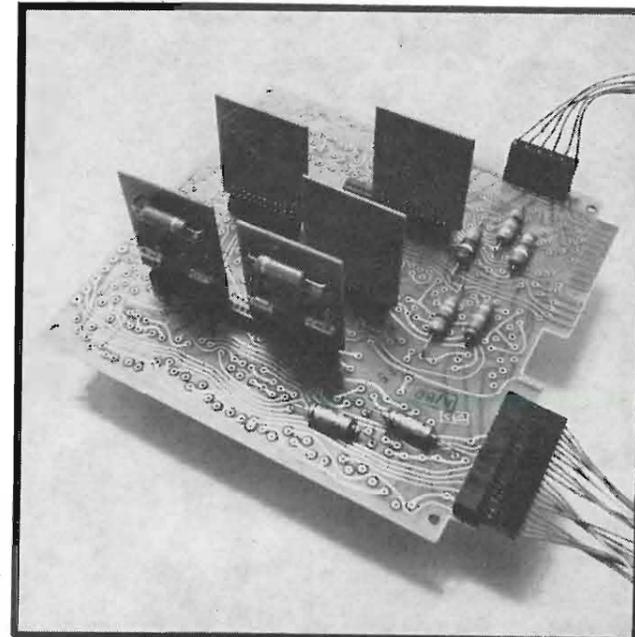
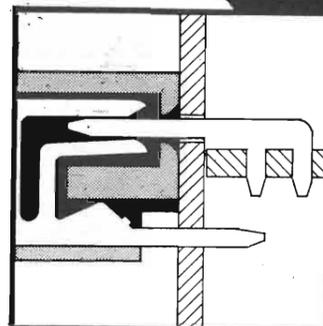
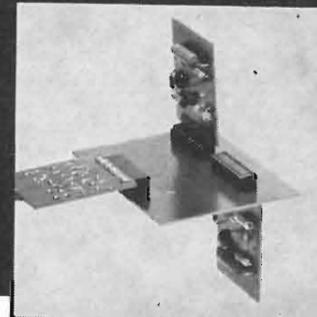
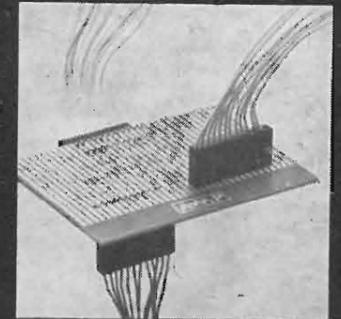
SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

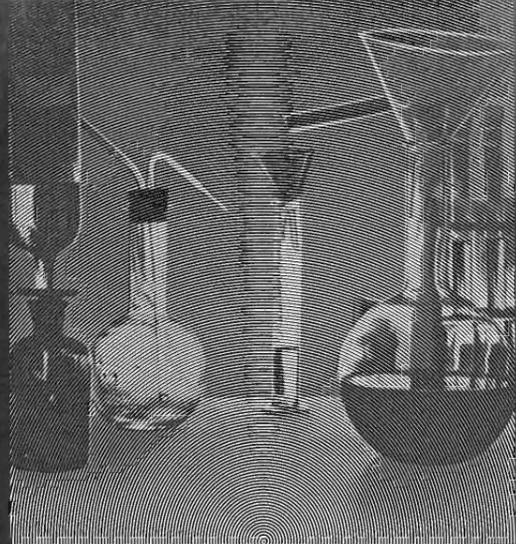
MODULARIZZAZIONE: ECONOMIA!

ECCO UN'ALTRA RIVOLUZIONE AMP

La modularizzazione costa troppo cara. Chi lo dice non ci conosce. Gli chiediamo scusa. Scusa di non avergli mai parlato del nostro Commercial Interconnession System. Di non avergli mai detto che il Commercial Interconnession System rivoluziona i metodi, i tempi e i costi di produzione nell'elettronica commerciale. Perchè permette connessioni scheda-scheda e scheda-filo. Connessioni dall'alto, dal basso, di lato e sandwich. Perchè è versatile, compatto, di basso costo. E adesso a voi. Anche la modularizzazione può offrirvi concrete economie.

AMP Italia S.p.A.

Ulteriori informazioni? Richiedetele a:
AMP Italia S.p.A. - Corso F.lli Cervi 15
10093 Collegno (Torino) - Tel. 78.56.56

UN SALTO NELL'ELETTRONICA DI DOMANI

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
20149 Milano · p.le Zavattari, 12 · tel. (02) 4388.1

la chimica del suono

Nel silenzio dei nostri laboratori si sviluppa una nuova scienza: la chimica del suono. Un' avanzata tecnica elettronica e una profonda conoscenza del mondo dei suoni ci hanno consentito la realizzazione di tavoli di regia audio in grado di plasmare i suoni così come la chimica fa con le molecole.

Per enti radiotelevisivi quali RAI, RTB, RTE, HNBTI e per numerosi studi di registrazione e case discografiche di tutto il mondo abbiamo progettato e costruito tavoli di regia e telai di commutazione audio. La soddisfazione manifestata dai nostri clienti è una concreta testimonianza dell'elevata qualità dei nostri prodotti.

SPS 663 I3

VI SENTITE

STRETTI?

C'é molto posto per crescere nel Québec. Questo tagliando potrebbe essere la chiave per aprirvi tutte le possibilità di un éspansione sconfinata.

Noi abbiamo dato il via nel Québec ad una grande industria di attrezzature a motore per lavori all' aperto. Abbiamo esaminato minuziosamente i vantaggi che possiamo offrirvi. Identificato alcune interessanti possibilitá di investimento e di sviluppo per i costruttori di minitrattori e accessori. Abbiamo raccolto le informazioni che vi occorrono - tutte, dai dati sulle forze di lavoro alle disponibilità di mercato - in un rapporto conciso, completo, preparato per noi dalla Fantus la più grande società del mondo di consulenti immobiliari. E vi abbiamo resa facile la possibilità di mettervi in contatto con il Ministero dell' Industria e del Commercio del Québec - a Bruxelles, Düsseldorf, Londra, Milano, Parigi o Tokio.

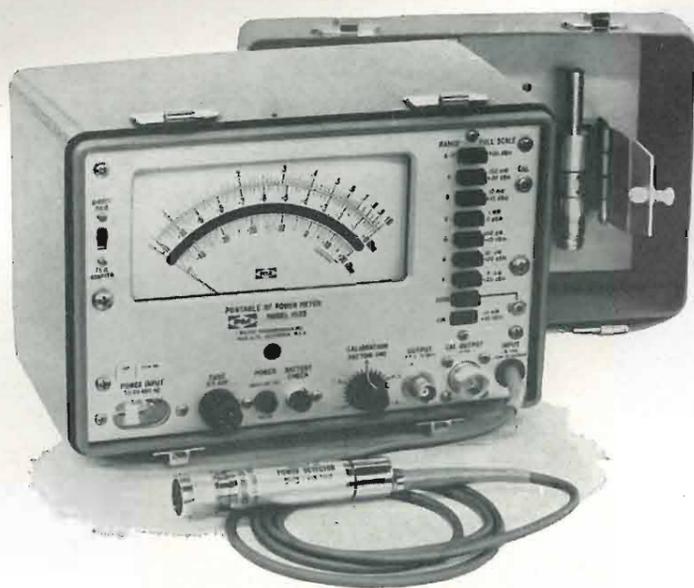
Scriveteci. E noi vi manderemo dei fatti. Québec. I nostri interessi coincidono con i vostri.

Nome

Societá

Indirizzo

Department of Industry and Commerce
1 Place Ville Marie, Montréal, Québec

ET/1

- 1 MHz . . . 14 GHz
- Scala speciale di 60 Db
- Alimentazione a rete e batterie ricaricabili
- Gamma di misura: — 50/— 40 . . . + 10/+ 20 Dbm
- Robusto, portatile, maneggevole

misure di potenza in microonde
più SEMPLICI più RAPIDE più PRECISE
con i nuovi strumenti della:

Pacific Measurements, inc.

MICROWAVE POWER METERS / AC DIGITAL VOLTMETERS / POWER SUPPLY TEST SETS
LOGARITHMIC CONVERTERS / CRT DISPLAY CONVERTERS / FREQUENCY SYNTHESIZERS

- 1 MHz . . . 18 GHz
- 50 Db di dinamica
- 0,01 Db di risoluzione
- Gamma di misura: — 40/—30 . . . +10/+20 Dbm

Per maggiori informazioni Vi preghiamo di telefonare o di scrivere a:

Ditta Ing. OSCAR ROJE
Via Sant'Anatalone, 15 - MILANO 20147 - Tel. 415.41.41/2/3
Via di Porta Pinciana, 4 - ROMA 00187 - Tel. 480.029 - 465.630

960 o 2700 CANALI

MTN2: abbiamo dato più spazio per svilupparsi ai Multiplex a divisione di frequenza

□ *Riduzione di volume - l'apparecchiatura presenta ingombri inferiori di 4/5 rispetto a quelli delle apparecchiature attuali. Tutto l'equipaggiamento è costituito da complessi ad innesto, secondo i criteri costruttivi più avanzati. Le singole unità funzionali sono montate su piastre a circuito stampato.*

□ *Tecnologia d'avanguardia - impiego estensivo di circuiti integrati, circuiti ibridi a film spesso, filtri meccanici.*

□ *Massima affidabilità e flessibilità d'impiego; prestazioni e qualità pienamente rispondenti e in molti casi notevolmente superiori alle stesse raccomandazioni del CCITT e dell'ISPT.*

SPS 734/01

TELECOMUNICAZIONI AUSO SIEMENS

20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. (02) 4388.1

TELECOMUNICAZIONI ELETTRONICA

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

MARZO APRILE 1974

DA PAGINA 45 A PAGINA 84

RIVISTA BIMESTRALE A CURA DELLA RAI E DELLA STET

COMITATO DIRETTIVO
D. FARO, R. SALVADORINI, A. SARTORIO, R. VAUDETTI

RESPONSABILE
GIOVANNI TAMBURELLI

REDAZIONE PRESSO CSELT
VIA G. R. ROMOLI, 274 - TELEF. 21.691
10148 TORINO

AMMINISTRAZIONE PRESSO ERI
VIA ARSENALE, 41 - TELEFONO 57-101
10121 TORINO

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TEL. 57-53

Sommario:

pagina

Taratura e messa a punto finale del ponte radio di tipo portatile per riprese esterne TV progettato e realizzato dal Laboratorio Ricerche della RAI. Il ponte è doppio, con polarizzazioni ortogonali, funzionante nella gamma dei 6 GHz con 1 W di potenza di uscita e fornisce generalmente, un canale di trasmissione ed una riserva attiva (v. notizia a pag. 80).

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. P. N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REG. ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

LE FIBRE OTTICHE NELLE TELECOMUNICAZIONI

BRUNO COSTA (*)

SOMMARIO — Dopo un breve cenno ai vari tipi di approccio finora tentati per un uso efficiente del laser nel campo delle telecomunicazioni, si prendono in esame le fibre ottiche. Vengono descritti i tipi di fibra potenzialmente utili; viene quindi esposta, succintamente, la teoria della propagazione della luce nelle guide ottiche; si analizzano i problemi delle perdite e dell'attenuazione, considerandone le cause ed i possibili rimedi.

SUMMARY — ***Optical fibers in telecommunications.*** *After a short outline of the various types of approach so far developed for an efficient use of laser in telecommunication field, optical fibers are examined. Potentially useful fibers are described; then the theory of light propagation in optical fibers is shortly expounded; losses and attenuation problems are analysed with some considerations on their causes and the possible remedies.*

1. Introduzione.

Le caratteristiche di coerenza spaziale e temporale, che si traducono in eccezionale direttività ed elevatissimo grado di monocromaticità, unite all'elevata frequenza (circa 10^{14} Hz), sono alla base dell'interesse presentato dalla luce laser per un possibile impiego nelle telecomunicazioni. Per queste ragioni, alla comparsa dei primi laser, hanno fatto seguito ben presto studi ed esperimenti volti a cercare la migliore utilizzazione del nuovo strumento. Gli iniziali entusiasmi sono stati però un po' affievoliti dalle difficoltà sorte, forse più numerose del previsto, nella soluzione dei vari problemi che si sono presentati.

Infatti la caratteristica di un'onda luminosa, forse più interessante per le telecomunicazioni, cioè il valore molto elevato della frequenza, è pure quella che fa sì che il fascio possa essere facilmente bloccato da ostacoli anche di modeste dimensioni, diffuso da particelle molto piccole ed assorbito da vari tipi di molecole e atomi che proprio in questa regione dello spettro abbiano forti bande di assorbimento.

Il risultato è che tutt'ora non esistono sistemi di comunicazioni ottiche pienamente soddisfacenti, almeno di grande portata; esistono peraltro sistemi su scala limitata (bibl. 1, 2).

Alcune tra le maggiori difficoltà derivano dalla natura e dal comportamento del mezzo in cui la radiazione deve propagarsi. A questo proposito si ritiene utile premettere un breve cenno ai vari tipi di approccio tentati e ai problemi che si sono presentati.

1.1 Collegamenti attraverso l'atmosfera.

In un primo tempo si è cercato di utilizzare il fascio laser in maniera analoga ai normali fasci hertziani conosciuti, facendolo propagare in atmosfera libera. Gli svantaggi di un tale sistema sono apparsi ben presto evidenti: fattori meteorologici o ambientali (nebbia, pioggia, neve, fumo) possono aumentare drasticamente l'attenuazione del mezzo e quindi obbligano a ridurre la possibile lunghezza del collegamento, arrivando talvolta a causare temporanee interruzioni dello stesso. Disomogeneità presenti nell'atmosfera (dovute a variazioni termiche, turbolenze, ecc.) inducendo variazioni locali di indice di rifrazione possono distruggere la relazione di fase presente nel fronte d'onda del fascio e compromettere l'uso di tecniche di modulazione e di rivelazione basate sulla fase stessa.

Associato alla direzionalità del fascio sorge invece il problema della linea di mira fra trasmettitore e ricevitore, che deve essere realizzata con molta cura; è pertanto sempre presente il pericolo di deviazioni del fascio prodotte da variazioni nel tempo delle proprietà ottiche dell'atmosfera.

Un ulteriore problema è costituito dalla luce ambiente che causa rumore di fondo sul ricevitore.

Come si vede in questo caso ci si trova di fronte soprattutto a problemi di affidabilità, cioè alla mancanza di quella sicurezza di funzionamento richiesta nella maggior parte dei casi. D'altra parte, potendosi avvalere di condizioni ideali di propagazione, collegamenti di questo tipo potrebbero effettuarsi su distanze grandissime e con bande molto elevate; per tali considerazioni essi potrebbero rivelarsi estremamente interessanti per comunicazioni fra satelliti o, in un futuro più lontano, per comunicazioni spaziali interplanetarie: il vuoto costituisce infatti il miglior supporto per la propagazione non perturbata di onde elettromagnetiche.

Rileviamo comunque che molto lavoro è stato fatto sui collegamenti in atmosfera. Anche presso il CSELT sono state effettuate indagini e prove di trasmissione, nel corso delle quali ci si è trovati di fronte alle difficoltà prima discusse (bibl. 3). In definitiva, nonostante la grande mole di studi ed esperienze, si è giunti alla sola realizzazione (ad esempio in Giappone e negli Stati Uniti) di alcuni collegamenti di tipo sperimentale e di limitato interesse.

1.2 Guide ottiche.

Gli inconvenienti esposti al punto precedente fanno intravvedere una possibile soluzione al problema della trasmissione di luce consistente nel far propagare il fascio luminoso in un ambiente protetto da perturba-

Dott. Bruno Costa del CSELT (Centro Studi e Laboratori di Telecomunicazioni) Torino.

Dattiloscritto pervenuto il 16 gennaio 1974.

zioni, quale potrebbe essere l'interno di un tubo in opportune condizioni.

Si presentano però altre difficoltà connesse alla diffrazione, e quindi all'allargamento del fascio, alla direzionalità dello stesso, al fatto che si è forzati, per questioni di installazione, a far compiere alla luce un percorso non rettilineo. Per ovviare a tali inconvenienti sono stati ideati diversi sistemi tra i quali citiamo:

a) introduzione nel tubo di lenti che, correggendo il fronte di fase, provvedano a rifocalizzare il fascio e a ridurne la divergenza. La condizione migliore sembra aversi quando la lunghezza focale delle lenti è pari a metà della distanza tra le stesse (fig. 1 a). Per i cambiamenti di direzione è necessaria l'introduzione di elementi deflettori come prismi o specchi. In luogo delle lenti si può pensare all'uso di specchi focalizzanti (fig. 1 b).

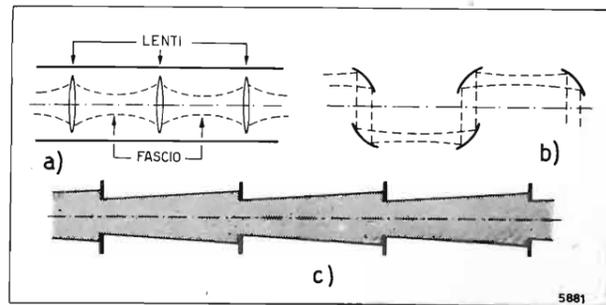



Fig. 1. — Struttura di alcuni tipi di guide ottiche.

b) Realizzazione di un sistema di guida mediante lenti gassose; tali lenti sono ottenute producendo nel gas un opportuno andamento radiale (profilo) di indice di rifrazione mediante la formazione di un gradiente termico. Diversi sistemi basati su tale principio sono stati proposti e sperimentati:

b_1) Formazione di vere e proprie « lenti » gassose ottenute facendo circolare del gas in sezioni di tubo convenientemente riscaldate (bibl. 4 e 5). A causa della minore densità del gas vicino alla sorgente di calore si ottiene un profilo di indice di rifrazione che segue una legge circa quadratica.

b_2) Sistema di guida continua in un tubo completamente riempito di gas. In particolare, per contrastare i movimenti di convezione del gas, si può pensare ad un sistema a focalizzazione alternata (bibl. 6), cioè tale da avvenire alternativamente su due piani ortogonali; si userebbe così un procedimento simile a quello impiegato per la guida di particelle cariche in acceleratori. Con un sistema di guida a lenti gassose sono ammesse piccole curvature (500-1000 metri di raggio di curvatura).

c) Data l'ottima collimazione di un fascio laser si può pensare a guidare la luce entro un tubo diritto semplicemente bloccando la luce che si propaga ad angoli troppo grandi con l'uso di diaframmi di opportune dimensioni (fig. 1 c). Con questo sistema le perdite si possono mantenere al di sotto di 1 dB/km. Si è però visto (bibl. 7) che l'esatto allineamento dei diaframmi rappresenta un problema veramente difficile, e non si possono tollerare in pratica delle curvature.

I metodi *a*) e *b*) sono molto costosi e delicati. Nel primo caso bisogna disporre di lenti di eccellente qualità allineate entro tolleranze veramente critiche. Si rivela indispensabile un sistema di autocorrezione della posizione, con l'uso, ad esempio, di sensori che si accorgano degli spostamenti del fascio: questo per compensare eventuali movimenti del terreno di posa.

Nel secondo caso sorgono problemi di isolamento termico, in quanto variazioni di temperatura, anche di modesta entità, possono alterare sensibilmente l'indice di rifrazione; si ha inoltre deformazione del profilo di densità a causa dell'azione della gravità (bibl. 8); entrambi questi fattori provocano distorsioni del fascio. Infine è richiesto un notevole dispendio di potenza lungo la linea per mantenere il necessario gradiente di temperatura.

Nonostante queste osservazioni i sistemi menzionati appaiono molto interessanti per le loro caratteristiche di bassa attenuazione e alta capacità di trasporto di informazione. Nel caso di sistemi a lenti l'attenuazione è prodotta dalla riflessione sulle superfici dei diottri, e da diffusione (scattering) e assorbimento nel materiale che costituisce la lente. Rivestendo le superfici con adatti strati antiriflettenti e scegliendo materiali di ottima qualità, come il quarzo, si può abbassare l'attenuazione prodotta da ogni lente a 0,02 dB; immaginando di spaziare le lenti di 100 metri, che è il limite imposto dalla topografia, si constata che l'attenuazione totale su un chilometro di percorso sarebbe di circa 0,2 dB. Nel caso delle guide riempite con gas l'attenuazione può attingere valori anche inferiori.

La distorsione del segnale è, in condizioni ideali, pressoché trascurabile, cosicché le bande trasmissibili sono in linea di principio molto elevate, vicine ai limiti consentiti dalla frequenza della portante ottica. In questi sistemi è inoltre conveniente l'uso di laser a gas o a stato solido che, a fronte del loro ingombro e costo elevati, con la grande potenza che possono fornire consentono lunghezze di tratte e bande maggiori.

Le difficoltà di realizzazione e di messa in opera a cui si è prima accennato sono state d'altra parte affrontate ed hanno ricevuto parziali soluzioni. Ciò è vero soprattutto per le guide a lenti (bibl. 9, 10, 11).

Un sistema sperimentale di questo tipo è stato anzi realizzato a Fort Monmouth, negli Stati Uniti (bibl. 12). Esso consiste di una guida lunga 970 metri, che comprende 10 sezioni di 97 metri ciascuna. Le lenti sono di quarzo ed hanno una lunghezza focale di circa 50 m; il loro diametro è di 27 mm. L'attenuazione totale misurata è di circa 0,5 dB/km. Il tubo è di alluminio ed ha un diametro di 4 pollici. Nel suo interno è prodotto un certo grado di vuoto. Una convincente dimostrazione di fattibilità è stata quindi prodotta, a prescindere dai problemi di costo.

Nel caso delle guide a gas le aberrazioni sembrano avere maggior peso e quindi è meno semplice affrontare con successo le varie difficoltà. Ciò nonostante si sono avute anche in questo caso realizzazioni sperimentali (bibl. 5): una di queste consiste in un tubo lungo 78 metri con 78 lenti, che presenta, tra l'altro, perdite molto basse.

Rimane il problema del costo molto elevato di tali installazioni. Bisogna però tenere presente che si possono avere sistemi a bassissima perdita solo se la luce si propaga nel vuoto o in gas, come avviene con i sistemi sopra menzionati; con essi è possibile, in teoria, coprire tratte di 30-80 chilometri senza stazioni di

ripetizione. Le bande di tramissione sono potenzialmente molto elevate; è del tutto possibile inviare in una linea decine di migliaia di canali telefonici; la banda si può inoltre aumentare sfruttando la possibilità di inviare più fasci contemporaneamente (multiplazione spaziale): una guida con una sezione di 20 cm di diametro può trasmettere simultaneamente fino a 100 fasci di luce con un accettabile livello di interferenza. In questa maniera il costo per unità di informazione verrebbe ad essere relativamente basso. Il punto è che attualmente non esiste ancora la richiesta di capacità di trasmissione alte come quelle citate: quando però se ne presentasse la necessità occorrerebbe tenere presenti anche questi sistemi, che potrebbero forse rivelarsi interessanti per collegamenti su grandi dorsali di traffico.

1.3 FIBRE OTTICHE.

Un possibile mezzo di propagazione che concettualmente rientra tra quelli prima descritti è costituito dalle « fibre ottiche ». Queste, dato il particolare interesse che attualmente rivestono, costituiscono l'oggetto del seguito del presente articolo. Tali fibre sono costituite da un cilindro dielettrico trasparente nella regione del visibile [1], circondato da un altro strato dielettrico con permittività, ovvero indice di rifrazione, minore. Una tale struttura può, sotto certe condizioni, agire da guida per la luce che si propaga all'interno. Anche in questo caso si adotta quindi un mezzo guidante, che ha però diversi vantaggi rispetto a quelli proposti in precedenza: scarso ingombro, facilità di costruzione e di posa, grande flessibilità, e costo, almeno in linea di principio, modesto.

Un grave svantaggio per le fibre è costituito dall'alta attenuazione che esse, di norma, presentano, tale che fino a poco tempo fa sembrava escluderne un pratico impiego nelle comunicazioni a lunga distanza. Ancora recentemente i vetri usati per le fibre ottiche presentavano forti attenuazioni, che ammontavano a un decibel al metro nel migliore dei casi (bibl. 13).

Già nel 1966 però Kao (bibl. 14), degli STL, aveva proposto l'impiego di fibre ottiche, in particolare monomodo, per telecomunicazioni. In seguito ad approfonditi studi, infatti, egli era giunto alla conclusione che l'altissima attenuazione presentata dalle fibre ottiche era dovuta a cattiva qualità del materiale e a difetti di costruzione, mentre i meccanismi fondamentali, intrinseci, responsabili dell'attenuazione rendevano conto di una attenuazione pari a pochi dB/km. La giustezza di queste affermazioni è stata confermata dai recenti progressi che hanno portato alla costruzione da parte della Corning Glass di fibre (bibl. 15, 16) monomodo di quarzo con attenuazione fino a 20 dB/km e, ultimamente, di fibre multimodo da 4 dB/km (bibl. 17). Fibre a bassa attenuazione sono pure state realizzate impiegando liquidi per il nucleo (bibl. 18, 19, 20), con attenuazioni inferiori a 10 dB/km.

Il problema dell'attenuazione sembra quindi avviato a soluzione. Occorre però tener presente che il miglior risultato di cui si ha conoscenza con l'impiego del vetro (cioè del materiale più a buon mercato e

[1] La trasparenza delle fibre si estende in effetti alla regione del prossimo infrarosso ($\lambda = 0{,}75 \div 3\ \mu m$) in cui operano, per esempio, le sorgenti di luce a semiconduttore ($\lambda = 0{,}8 \div 0{,}9\ \mu m$). Vedasi più oltre.

di uso più semplice) è stato ottenuto in laboratorio (bibl. 70) e corrisponde ad un'attenuazione di 70 dB/km.

Un secondo svantaggio delle fibre è poi rappresentato dalle limitazioni di banda, piuttosto severe, almeno relativamente alla potenzialità della portante ottica; recenti risultati (bibl. 21, 22, 23, 24) sembrano però indicare una situazione più favorevole di quel che si poteva pensare; è possibile d'altra parte, almeno in linea di principio, costruire fibre senza limitazione di banda (vedi più oltre capitolo sulla dispersione degli impulsi).

L'impiego di fibre ottiche nel campo delle comunicazioni sembra quindi estremamente promettente. Nel seguito analizzeremo più in particolare le caratteristiche delle fibre ottiche e, in conclusione, accenneremo ai possibili usi delle stesse nei vari campi della trasmissione di informazione.

2. Tipi di fibre.

Si possono distinguere essenzialmente due tipi di guide ottiche realizzate con fibre: il criterio di distinzione si basa sul profilo di indice di rifrazione da esse presentato, ossia sull'andamento dell'indice di rifrazione in funzione della distanza dall'asse della fibra; tale andamento può essere a gradino (rettangolare) oppure a variazione continua (per esempio parabolico).

2.1 FIBRE A PROFILO DI INDICE DI RIFRAZIONE RETTANGOLARE.

Le fibre con profilo di indice di rifrazione a gradino sono composte di un nucleo interno, generalmente cilindrico di raggio a, costituito da un dielettrico con indice di rifrazione n_1, rivestito da un mantello dielettrico con indice di rifrazione n_2 tale che $n_2 < n_1$ (vedi fig. 2 a).

La legge di variazione dell'indice si può esprimere nel seguente modo:

$$[1] \quad n(r) = n_1 \text{ per } r < a\,, \qquad n(r) = n_2 \text{ per } r > a,$$
$$n_1 < n_2\,.$$

Il dielettrico esterno può essere semplicemente l'aria; per motivi di maneggiabilità, resistenza meccanica, protezione dall'ambiente, ed ancora altri che saranno esaminati in seguito (vedi capitolo sulla distorsione degli impulsi), si preferisce ricoprire il nucleo (« core ») con uno strato coassiale di materiale (vetro, quarzo) di conveniente spessore e indice di rifrazione (« cladding »).

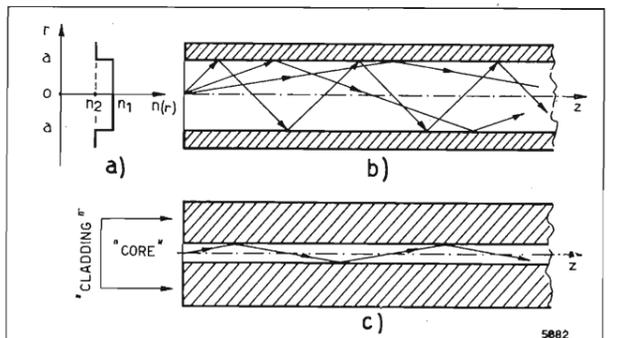



Fig. 2. — Fibre ottiche a profilo con indice di rifrazione rettangolare. *a*) andamento dell'indice di rifrazione; *b*) fibra multimodo; *c*) fibra monomodo.

Questo tipo di fibra si può a sua volta suddividere in due classi a seconda del tipo di propagazione:

a) fibre « multimodo », che possono cioè portare molti modi (= configurazioni di campo elettromagnetico) ovvero, in termini di ottica geometrica, permettono diversi cammini per i raggi (fig. 2 b). Diametri tipici del « core », di tali fibre sono di 50-100 μm, il « cladding » ha generalmente uno spessore di 5-10μm.

b) fibre « monomodo » che consentono la propagazione di una sola configurazione di campo, ovvero un solo cammino per i raggi (fig. 2 c); in queste ultime il diametro interno è solitamente di 1-3 μm. mentre il « cladding » può avere uno spessore di 50-100 μm per conferire robustezza meccanica alla fibra e per proteggere la propagazione dell'onda elettromagnetica.

2.2 FIBRE CON VARIAZIONE CONTINUA DELL'INDICE DI RIFRAZIONE.

Variando opportunamente la composizione del materiale che costituisce una fibra ottica si possono ottenere diversi profili dell'indice di rifrazione con andamento continuo in funzione della distanza dall'asse. Grande importanza rivestono le fibre con l'indice di rifrazione che segue una legge quadratica (parabolica) come è indicato schematicamente in figura 3 a. Esse sono state sviluppate soprattutto in Giappone (denominazione registrata SELFOC).

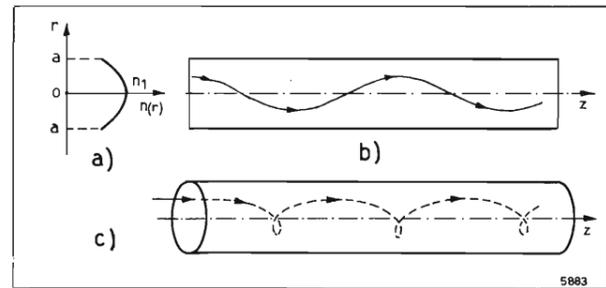



Fig. 3. — Fibre ottiche a profilo con indice di rifrazione quadratico. *a*) andamento dell'indice di rifrazione; *b*) andamento sinusoidale dei raggi meridiani; *c*) andamento elicoidale dei raggi sghembi.

Tali fibre costituiscono una struttura guidante che agisce come una lente continua facendo compiere percorsi di tipo sinusoidale ai raggi meridiani (fig. 3 b) che incrociano cioè l'asse della fibra, e traiettorie elicoidali agli altri raggi, che si dicono sghembi (fig. 3 c).

Il vantaggio di una fibra di questo tipo consiste nel fatto che la differenza tra i cammini dei vari raggi è minimizzata (bibl. 25), così che essa presenta potenzialmente una banda elevatissima. Non sussistono poi problemi di interfaccia tra « core » e « cladding », e i requisiti sulla costanza del raggio non sono così stringenti come nel caso di fibre a profilo rettangolare. Sono però molto critiche le variazioni di indice di rifrazione: basta un termine perturbatore anche molto piccolo (bibl. 26) per causare la perdita del fascio di luce entro pochi metri di percorso.

Si è avuta recentemente notizia (bibl. 53), di un tipo di fibra, realizzato anch'esso in laboratori giapponesi, con un profilo di indice di rifrazione che segue una legge del tipo espresso dalla [2] e il cui andamento è indicato in figura 4 a:

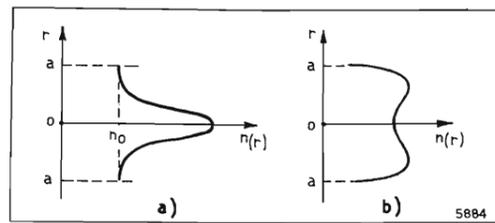



Fig. 4. — *a*) Andamento dell'indice di rifrazione nella fibra ottica « nuova SELFOC »; *b*) andamento dell'indice di rifrazione nella fibra CBW-Bell 10 (bibl. 54, 55).

$$[2] \qquad n(r) = n_0 \left(1 + \frac{a}{\cosh^2(b\, r)}\right).$$

Tale fibra, detta « nuova SELFOC » è molto simile, come è chiaro dalla figura, ad una fibra con indice a gradino, ha ottime proprietà di guida e nel contempo mantiene invariata l'alta capacità propria delle fibre a profilo quadratico.

Un'altra interessante realizzazione è costituita da una fibra in cui l'indice di rifrazione ha l'andamento indicato in figura 4 b. Le misure effettuate su alcuni campioni hanno rivelato ottime proprietà, sia nei riguardi dell'attenuazione, sia per quanto concerne la banda trasmissibile (bil. 54, 55).

3. Proprietà delle fibre ottiche. Effetto di guida.

La propagazione di luce in fibre ottiche si può studiare sia mediante un modello ottico-geometrico, sia con una più rigorosa trattazione elettromagnetica. Vedremo, studiando le soluzioni delle equazioni di Maxwell, che l'energia si può propagare in un numero discreto di « modi » di cui studieremo le caratteristiche.

3.1 OTTICA GEOMETRICA DELLE FIBRE.

Una maniera abbastanza semplice di interpretare la propagazione della luce in una guida d'onda dielettrica è quella di far ricorso al concetto ottico geometrico di riflessione totale. Tale descrizione è valida purché il diametro della fibra sia molto maggiore della lunghezza d'onda del campo elettromagnetico.

Si abbiano dunque due mezzi (rispettivamente « core » e « cladding ») con indici di rifrazione n_1 ed n_2 tali che $n_1 > n_2$ (vedi fig. 5).

Il raggio che incide alla superficie di entrata della fibra formando un angolo γ con l'asse della stessa, viene rifratto secondo un angolo γ_1 legato al precedente della legge di Snellius-Descartes ($n_{aria} = 1$):

$$[3] \qquad \sin\gamma = n_1 \sin\gamma_1 .$$

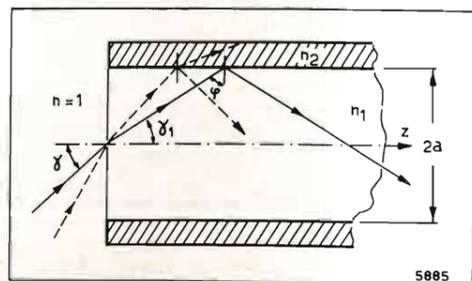



Fig. 5. — Propagazione in una guida d'onda secondo l'ottica geometrica.

Tale raggio incide all'interfaccia nucleo-rivestimento con un angolo rispetto alla normale dato da:

$$[4] \qquad \varphi = \frac{\pi}{2} - \gamma_1 .$$

Perché si abbia riflessione totale φ deve essere superiore ad un angolo limite φ_L che corrisponde ad un angolo di rifrazione uguale a $\pi/2$ nel mezzo con indice di rifrazione n_2, cioè:

$$[5] \qquad \varphi \geqslant \varphi_L = \arcsin \frac{n_2}{n_1} .$$

Da questa condizione, visto il legame esistente tra φ e γ_1 e tra γ_1 e γ, possiamo ricavarne un'altra per il massimo angolo di incidenza permesso all'entrata della fibra, affinché si verifichi riflessione totale e il raggio venga guidato; si ha:

$$[6] \qquad \sin\gamma_{max} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} .$$

Il parametro così calcolato, che si dice apertura numerica, e viene talora indicato con N.A., individua l'accettanza angolare della fibra, almeno per quel che riguarda i raggi meridiani. Ciò significa che tutti i raggi compresi in un cono di semiapertura γ_{max} vengono guidati dalla fibra, quelli al di fuori entro poche riflessioni si estinguono (naturalmente si ha una certa perdita per riflessione all'entrata).

Sempre per i raggi meridiani è facile calcolare il cammimo C percorso in un tratto di fibra di lunghezza L, e il numero N di riflessioni cui vanno incontro; se $2a$ è il diametro della fibra, si ha:

$$[7] \qquad P(\gamma_1) = L \sec\gamma_1 ; \qquad N(\gamma_1) = \frac{L}{2a} \operatorname{tg}\gamma_1 .$$

Per i raggi sghembi, cioè che non incrociano l'asse, l'analisi è molto complicata (bibl. 27, 28) (1). Occorre notare che qualche autore ha anche messo in dubbio la loro esistenza (bibl. 56) modificando successivamente questa posizione con l'affermazione che i raggi sghembi, in una fibra circolare, non possono riflettersi totalmente; ne consegue che, dopo una distanza più o meno grande, essi risultano fortemente attenuati (bibl. 57). Gli argomenti portati in proposito non sono però del tutto convincenti e la questione è discutibile.

3.2 GUIDA D'ONDA DIELETTRICA. TEORIA ELETTROMAGNETICA.

La trattazione ottico-geometrica non rende conto dei fenomeni di interferenza che si manifestano nelle guide e, che, dando luogo ad un sistema di onde stazionarie, consentono solo la propagazione di certi « modi », ovvero permettono la propagazione dei raggi solo secondo certi angoli discreti. Tale trattazione non è inoltre adeguata se il diametro della fibra $2a$, è circa uguale a λ. Occorre in questo caso usare la teoria elettromagnetica e considerare la fibra una guida d'onda.

La prima analisi di questo tipo fu fatta da Hondros e Debye nel 1910. In seguito è stata affrontata da altri autori (bibl. 29, 30, 31, 32) e, più recentemente, da Snitzer e Kapany (bibl. 33, 34, 35). La trattazione è stata estesa al caso di fibre ellittiche da Yeh (bibl. 36).

Consideriamo dunque un cilindro circolare dielettrico infinito in lunghezza, privo di perdite, di raggio a e indice di rifrazione n_1, circondato da un altro dielettrico indefinito con indice di rifrazione n_2. Scegliamo un sistema di coordinate cilindriche r, θ, z, con z nella direzione dell'asse della fibra.

Un'onda elettromagnetica di frequenza angolare ω dovrà soddisfare le equazioni di Maxwell omogenee nel mezzo considerato. Data la geometria cilindrica del problema le soluzioni sono rappresentate da funzioni di Bessel di prima specie J_n nel cilindro, e da funzioni di Hankel modificate K_n nel mezzo esterno. Tali funzioni sostengono lo stesso ruolo che hanno nella geometria cartesiana lineare rispettivamente le funzioni armoniche e gli esponenziali reali: ciò è chiaro se si pensa che si deve avere propagazione nel « core » mentre all'esterno il campo deve ridursi rapidamente a zero.

Tutte le componenti del campo si possono esprimere con funzioni del campo elettrico E_z e del campo magnetico H_z le cui espressioni sono:

$$[8] \qquad \begin{aligned} E_z &= A_n J_n(\alpha r) \cos n\theta \exp[j(hz - \omega t)] \\ H_z &= B_n J_n(\alpha r) \sin n\theta \exp[j(hz - \omega t)] \end{aligned} \qquad r < a ;$$

$$[9] \qquad \begin{aligned} E_z &= C_n K_n(\beta r) \cos n\theta \exp[j(hz - \omega t)] \\ H_z &= D_n K_n(\beta r) \sin n\theta \exp[j(hz - \omega t)] \end{aligned} \qquad r > a .$$

Le condizioni al contorno che servono a determinare in maniera completa la soluzione, sono costituite dalla richiesta di continuità delle componenti tangenziali dei campi E ed H alla superficie di separazione tra i due mezzi; l'imporre questa condizione porta alla seguente equazione trascendente, detta equazione caratteristica.

$$\left(\frac{J_n'(u)}{u\, J_n(u)} + \frac{K_n'(w)}{w\, K_n(w)}\right)\left(k_1^2 \frac{J_n'(u)}{u\, J_n(u)} + k_2^2 \frac{K_n'(w)}{w\, K_n(w)}\right) = $$
$$= n^2 h^2 \left(\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2}\right). \qquad [10]$$

L'apice (') indica differenziazione, le quantità usate nelle [8], [9], [10] hanno i significati espressi dalle seguenti formule:

[11] $k_1 = 2\pi n_1/\lambda_0$, $k_2 = 2\pi n_2/\lambda_0$ = numeri d'onda dei due mezzi, con λ_0 = lunghezza d'onda del campo nel vuoto;

[12] n = 0, 1, 2, ... numero quantico azimutale (da non confondere con l'indice di rifrazione n); h = costante di propagazione dell'onda guidata

$$\alpha^2 = k_1^2 - h^2 , \quad \beta^2 = h^2 - k_2^2 ,$$
$$\alpha^2 + \beta^2 = k_1^2 - k_2^2 ;$$
$$u = \alpha\, a , \quad w = \beta\, a , \quad v^2 = u^2 + w^2 .$$

3.3 SOLUZIONI DELL'EQUAZIONE CARATTERISTICA. MODI DI PROPAGAZIONE.

Risolvendo il sistema formato dalla [10] e dall'ultima delle [12], si ricavano i valori possibili di u e w; per ogni n si vede che esistono due serie di infinite soluzioni che costituiscono i cosiddetti modi di propagazione; in particolare per n = 0 si hanno i modi TE_{om} e TM_{om}, trasverso elettrici o trasverso magnetici (cioè con $E_z = 0$ o $H_z = 0$) per n > 1 si hanno quelli che vengono chiamati modi HE_{nm} ed EH_{nm}, i quali sono modi ibridi, hanno cioè componenti non nulle sia di E_z che di H_z.

(1) L'apertura numerica espressa dalla [6] non è più corretta, anzi si può vedere che vengono accettati raggi anche per $\gamma > \gamma_{max}$.

Ciascun modo può esistere in due stati ortogonali di polarizzazione ma, nel nostro caso, data la simmetria circolare delle fibre, si ha degenerazione in quanto le due funzioni che li rappresentano corrispondono ad una stessa costante di propagazione. Tale degenerazione viene rimossa nel caso di guida a sezione ellittica (bil. 36).

I modi EH e HE si possono distinguere fisicamente in vari modi: hanno diversa polarizzazione, diversa costante di propagazione, diverse configurazioni di campo (vedi fig. 6) quindi diversa distribuzione del flusso di potenza ad essi associato; inoltre le componenti longitudinali E_z ed H_z sono concordi per i modi EH, discordi per i modi HE.

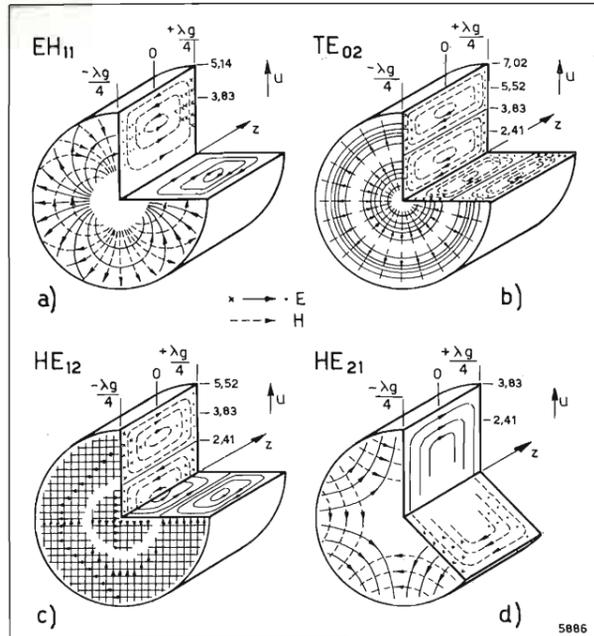



Fig. 6. — Indicazione schematica delle linee di forza elettriche (a linea continua) e magnetiche (a tratti) di alcuni « modi » di propagazione della luce in una fibra ottica cilindrica (λ_g = lunghezza d'onda di gruppo).

Per quel che riguarda l'interpretazione degli indici n ed m si può vedere che n rappresenta il numero di cicli del campo per una rotazione azimutale completa intorno all'asse del cilindro; m indica il numero di inversioni di polarità del vettore di campo lungo una linea radiale, essendoci (m — 1) inversioni tra l'asse del cilindro e la superficie dello stesso; visivamente un modo caratterizzato da (n, m) appare costituito da m cerchi luminosi.

In generale tutti i modi hanno una frequenza di taglio, che si può determinare ricavando il valore di u dall'equazione caratteristica [10] nel limite $w \to 0$. Si può far vedere che tale valore, per ogni modo, coincide o è vicino allo zero m-esimo di una opportuna funzione di Bessel. Precisamente si ha che il taglio corrisponde:

a) per i modi TE_{om}, TM_{om}
alla m-esima soluzione di $J_0(u) = 0$;

b) per i modi EH_{nm},
alla m-esima soluzione di $J_n(u) = 0$;

c) per i modi HE_{1m},
alla m-esima soluzione di $J_1(u) = 0$;

d) per i modi HE_{nm}
alla m-esima soluzione di $\dfrac{n J_{n-2}(u)}{J_{n-1}(u)} =$

$$= -(n-1)\,\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_2^2}\,;$$

[nel caso che: $n_1 \simeq n_2$: $J_{n-2}(u) = 0$] .

Un'idea dei valori di taglio di u (che coincidono con il valore di v) per i modi di ordine più basso si può avere dall'esame della tabella 1, in cui viene anche calcolato il diametro della fibra corrispondente al taglio in funzione della lunghezza d'onda della luce nel vuoto, prendendo per l'apertura numerica N.A. $= \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ (v. [6]) una volta N.A. = 1.12 e un'altra N.A. = 0.13.

Il solo modo HE_{11} non ha taglio, ossia si può propagare a qualunque frequenza; per questo si dice modo fondamentale e, come si vedrà, giuoca un ruolo molto importante ai fini della trasmissione di informazioni a lunga distanza.

Da quel che si è detto, appare che in una fibra non si possono propagare infiniti modi, ma solo quelli per cui si verifica la condizione:

$$[13] \qquad u_{nm} < \frac{2\pi a}{\lambda_0}\sqrt{n_1^2 - n_2^2}\,.$$

Da qui si può ricavare la condizione cui bisogna soddisfare perché si propaghi il solo modo fondamentale: basterà imporre che v sia minore della frequenza di taglio per i modi di ordine più basso, cioè:

$$[14] \qquad v \leqslant 2{,}405, \qquad \frac{2a}{\lambda_0} \leqslant \frac{2{,}405}{\pi\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}\,,$$

dove 2,405 è il valore della frequenza normalizzata che coincide col primo zero della funzione di Bessel $J_0(u)$.

È chiaro dall'espressione che precede che, affinchè una fibra sia monomodo il suo diametro $2a$ deve essere dell'ordine della lunghezza d'onda nel vuoto della luce usata; esso può essere però tanto maggiore quanto minore è la differenza tra gli indici di rifrazione dei due mezzi considerati. Ciò si può esprimere scrivendo:

$$[15] \qquad \delta \ll 1 \ \text{ ove } \ \delta = 1 - n_2^2/n_1^2\,.$$

Questo è un fatto che consiglia di mantenere tale differenza piccola quanto possibile così che si possano

Tabella 1 - Valori di taglio per i modi di ordine basso

v al taglio	Modi	diametro della fibra $2a$	
		N.A. = 1.12	N.A. = 0.13
0	HE_{11}	0	0
2.405	TE_{01}, TM_{01}, HE_{21}	$0.684 \cdot \lambda_0$	$5.69 \cdot \lambda_0$
3.832	HE_{12}, EH_{11}, HE_{31}	$1.08 \cdot \lambda_0$	$10.66 \cdot \lambda_0$
5.135	EH_{21}, HE_{41}	$1.45 \cdot \lambda_0$	$12.58 \cdot \lambda_0$
5.520	TE_{02}, TM_{02}, HE_{22}	$1.57 \cdot \lambda_0$	$13.55 \cdot \lambda_0$
6.379	EH_{31}, HE_{51}	$1.81 \cdot \lambda_0$	$15.62 \cdot \lambda_0$
7.016	HE_{13}, EH_{12}, HE_{32}	$2.0 \cdot \lambda_0$	$17.2 \cdot \lambda_0$

avere dimensioni ragionevoli del diametro (2-4 μm). Altre ragioni nello stesso senso saranno viste in seguito: (distorsione degli impulsi, ecc.).

Osserviamo infine che, come è chiaro dalle [11] e [12], deve sempre essere:

$$[16] \qquad k_2 \leqslant h \leqslant k_1$$

e quindi la velocità di fase di un certo modo è sempre compresa tra le velocità di fase che un'onda piana ha quando si propaga rispettivamente nel « cladding » e nel « core ». Si può tracciare il grafico della figura 7, in cui viene espressa la frequenza angolare ω in funzione della costante di propagazione dell'onda guidata h, per vari modi; ω/h rappresenta la velocità di fase che è compresa fra le rette con pendenza c/n_2 e c/n_1, dove c è la velocità di propagazione nel vuoto; $d\omega/dh$ è invece la velocità di propagazione di gruppo dell'onda.

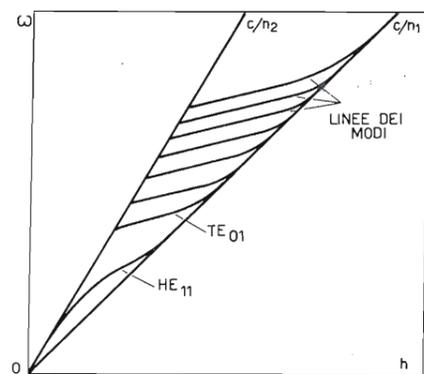



Fig. 7. — Frequenza angolare ω in funzione della costante di propagazione h per vari modi di propagazione.

Si vede altresì che tutti i modi esistono solo oltre una certa frequenza, tendendo asintoticamente a un'onda piana nel « core ».

Il modo HE_{11} esiste invece per qualunque frequenza.

3.4 FLUSSO DI POTENZA.

Il flusso di potenza p, cioè la potenza che transita per unità di area trasversale della fibra, in funzione di r e di θ si ottiene calcolando la parte reale del vettore di Poyinting dell'onda che si propaga. Per piccole differenze di indice di rifrazione, ovvero $\delta \simeq 0$, la distribuzione del flusso di potenza nel « core » dipende molto poco dall'azimut θ e varia invece in funzione di r; si ha infatti con buona approssimazione:

$$p = \overline{S}_z \propto J_{n-1}^2(a\,r) \qquad \text{per i modi } HE_{nm}\,,$$

[17]

$$p = \overline{S}_z \propto J_{n+1}(a\,r) \qquad \text{per i modi } EH_{nm}\,.$$

dove il segno $\propto$ indica proporzionalità.

Un dato molto importante è la frazione di potenza che viaggia nel « core » o nel « cladding » rispetto alla potenza totale.

Tale frazione varia a seconda del modo considerato; inoltre, come è ovvio, quanto più siamo vicini alla frequenza di taglio tanto maggiore è la frazione di potenza nel « cladding » e viceversa: al taglio poi

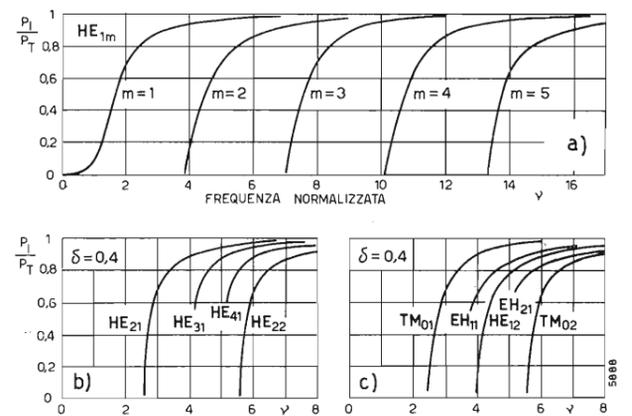



Fig. 8. — Rapporto P_I/P_T fra il flusso di potenza nel core P_I e quella totale P_T, per alcuni modi di propagazione.

tutta la potenza si dovrebbe trovare nel « cladding ». Appare però da calcoli svolti presso di noi (bibl. 58) che per i modi EH_{nm} e $HE_{n+2,\,m}$ (con n > 0), anche in vicinanza del taglio si ha una sostanziale frazione di energia che si propaga nel « core » ($\geqslant 50\%$); tale frazione cresce al crescere di n. Ciò risulta dalla figura 8 nella quale è riportato il rapporto P_I/P_T fra la potenza P_I che transita nell'interno del « core » e quella totale P_T, in funzione della frequenza normalizzata v per alcuni modi HE_{nm} ed EH_{nm} (bibl. 37, 38).

Le osservazioni di cui sopra presentano alcuni aspetti di notevole interesse:

1) l'attenuazione totale della guida dipende dalle proprietà, sia del materiale che costituisce il nucleo, sia di quello che forma il mantello e il contributo di ciascuno dei due dipende dalla quantità relativa di potenza che viaggia nei due mezzi; sfruttando questo fatto è possibile, ad esempio, realizzare un filtro di modi;

2) la dispersione nella guida, che influenza direttamente la distorsione del segnale, dipende anch'essa dal suddetto rapporto P_I/P_T;

3) le condizioni di lancio di energia nelle fibre e l'accoppiamento tra fibre adiacenti, ossia il passaggio di energia da una all'altra, sono pure influenzati dal rapporto anzidetto;

4) nel progetto di una fibra ottica occorre tener conto dell'estensione del campo al di fuori del « core » per determinare correttamente lo spessore di rivestimento: esso deve essere tale che il campo all'esterno sia trascurabile, così da non introdurre ulteriori perdite dovute ad ostacoli situati intorno alle fibre. In particolare può essere opportuno ricoprire la fibra con uno strato dielettrico molto assorbente sia per evitare accoppiamenti con fibre vicine, sia per isolare dalla luce ambiente, sia per eliminare i modi che si propagano nel « cladding »: tale strato può aumentare drasticamente le perdite globali se una considerevole frazione di potenza arriva ad interessarlo (bibl. 39).

4. Perdite e difetti nelle fibre.

Come si è detto uno degli svantaggi dell'uso di fibre nelle telecomunicazioni è la attenuazione relativamente alta che queste presentano alle frequenze ottiche. Esaminiamo brevemente i meccanismi re-

sponsabili della rimozione di luce durante il passaggio nella fibra. Cominciamo ad osservare che possiamo distinguere, in una fibra, tra perdite dovute al materiale di base, sia esso vetro, silice fusa o liquido, e quelle introdotte nel processo di fabbricazione: nei paragrafi successivi discuteremo separatamente i due contributi.

4.1 Perdite dovute al materiale.

Per quel che riguarda i materiali possiamo individuare due processi di attenuazione:

a) *Attenuazione dovuta ad assorbimento.*

Nei buoni materiali dielettrici non vi sono bande di assorbimento nello spettro visibile e nel prossimo infrarosso; l'attenuazione dovuta ad assorbimento è però prodotta dalla presenza di impurità metalliche, principalmente ioni Fe^{++}, Cu^{++}, Ni^{+++}, Cr^{+++}, Mn^{+++}, che proprio nella regione spettrale di interesse presentano forti picchi di assorbimento.

È stata eseguita, per ciascuno di questi metalli, una valutazione quantitativa della concentrazione necessaria per rendere conto di una attenuazione di 20 dB/km, in corrispondenza del picco di assorbimento, e a 800 nm (bibl. 40); nella tabella 2 sono riportati i risultati di tali calcoli. Recenti studi e misure (bibl. 41) hanno rivelato che esistono inoltre forti assorbimenti in corrispondenza di $\lambda = 700$ e 950 nm dovuti alla presenza di radicali OH.

Appare chiaro dai dati precedenti che per realizzare fibre a bassa attenuazione occorre disporre di materiali purissimi, con concentrazioni di impurità di qualche parte per miliardo.

Tabella 2 - Attenuazione dovuta ad impurità in vetri a calce sodata

Ione	Concentrazione in parti per miliardo (ppb) per 20 dB/km	
	Al picco di assorbimento	a 800 nm
Cu^{++}	9 ppb (800) nm	9 ppb
Fe^{++}	8 (1100) nm	15
Ni^{+++}	4 (650) nm	26
V^{+++}	18 (475) nm	36
Cr^{+++}	8 (675) nm	83
Mn^{+++}	18 (500) nm	1800

b) *Attenuazione dovuta a « scattering ».*

L'altro fattore di attenuazione è rappresentato dai vari processi di diffusione (« scattering » in inglese) in virtù dei quali parte della luce subisce una deviazione rispetto alla direzione iniziale di propagazione. In generale la diffusione della luce è provocata dalla presenza di inomogeneità nel materiale dielettrico. Esse possono essere costituite da particelle estranee, ad esempio metalliche (il platino del crogiolo usato per fondere il vetro può contaminare lo stesso), oppure da bolle, piccoli cristalli, inclusioni di vario tipo: fonte di « scattering » è pure l'eventuale separazione di base tra i componenti del vetro.

Mentre però questo genere di inomogeneità può essere controllato e, in linea di principio, eliminato mediante un appropriato trattamento del materiale, vi è una inomogeneità intrinseca, ineliminabile, che, in quanto tale, determina il limite inferiore che può essere raggiunto per quel che riguarda l'attenuazione. Essa consiste in fluttuazioni locali di densità a livello molecolare, prodotte da variazioni termiche e proprie di tutti i liquidi, e quindi anche del vetro, che è un liquido ad alta viscosità super-raffreddato. Le dimensioni di queste inomogeneità sono piccole rispetto alla lunghezza d'onda, e lo « scattering » da esse prodotto è lo «scattering » di Rayleigh.

Il coefficiente di attenuazione α è dato dalla seguente relazione (bibl. 42):

$$\alpha = 36 \cdot 10^{3} \, \frac{(n-1)^{2}}{\lambda^{4}} \, k \, T \, \beta_{c} \quad \text{dB/m}$$

essendo k la costante di Balzman (1,38 · 10^{-23} J/°K), T la temperatura assoluta (°K), β_c la compressibilità isotermica del mezzo (m²/Newton), λ la lunghezza d'onda (m), n indice di rifrazione. Come si vede vi è una dipendenza da λ^{-4}, il che implica una funzione rapidissimamente decrescente al crescere della lunghezza d'onda; infatti essa assume valori molto bassi già per $\lambda = 0{,}7$ μm.

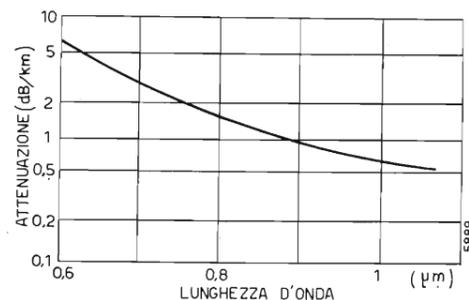



Fig. 9. — Attenuazione intrinseca, ossia minima (o di Rayleigh) in funzione della lunghezza d'onda del raggio che si propaga nella fibra ottica.

Nella figura 9 è mostrata questa funzione calcolata nel caso del vetro usato dalla Corning Glass per la costruzione di fibre a bassa attenuazione (bibl. 41).

Un altro tipo di « scattering », detto di Mie, è prodotto da ostacoli di dimensioni paragonabili a quelle della lunghezza d'onda della luce.

Vi sono infine lo « scattering » Raman stimolato e Brilluoin stimolato che corrispondono ad interazioni non lineari, in quanto causano un cambiamento di frequenze della luce. D'altra parte tali processi di diffusione si verificano solo al di sopra di certi valori critici, molto alti, del campo elettrico; fino a quando le potenze in gioco non sono molto elevate, il loro effetto è trascurabile. Peraltro essi pongono un limite ai massimi livelli di potenza che si possono introdurre nelle fibre, superati i quali le perdite diventano molto forti.

Per avere un'idea di questi limiti si pensi che, nel caso di fibra monomodo con quattro dB/km di attenuazione, la massima potenza ammessa è di qualche watt se si impiegano sorgenti di piccola larghezza spettrale (< 0.01 μm), aumentabile di un ordine di grandezza nel caso di sorgenti a largo spettro (bibl. 59, 60, 61, 62).

4.2 Materiali per fibre e loro trattamento.

Alla luce di quanto si è detto esaminiamo le caratteristiche dei principali materiali del cui uso per la costruzione di fibre ottiche si ha notizia. Tralasciando le materie plastiche, che hanno alta attenuazione e sembrano deteriorarsi con facilità, abbiamo:

a) Silice fusa (quarzo): è il materiale più puro che si conosca e con esso sono fabbricate le fibre a bassa attenuazione della Corning Glass. Il tipo migliore finora trovato è un quarzo artificiale, Suprasil, derivato per pirolisi dal tetracloruro di silicio, su cui sono state fatte delle misura ai Bell Laboratories (bibl. 43) che hanno dato come risultato una attenuazione dovuta alla componente assorbitiva pari a 2.3 dB/km; la parte imputabile allo « scattering » è stata valutata in 12.4 dB/km a $\lambda = 0.5145$ μm e 0.64 db/km a $\lambda = 1.060$ μm. Nella tabella 3 sono riportati i risultati ottenuti nello stesso laboratorio per diversi tipi di quarzi.

Tabella 3 - Componente assorbitiva della attenuazione a 1.06 μm

Campione	Perdita di assorbimento dB/km
Suprasil W1	2.3
Suprasil 1 (A)	12.1
Suprasil 1 (B)	4.3
Infrasil	18.3
Corning 7940	43.0
Dynasil	67.7

Altra notevole caratteristica della silice fusa è la sua stabilità chimica e fisica. L'impiego del quarzo fuso è però reso difficile dall'altissima temperatura richiesta e dalla difficoltà di reperire un secondo adatto materiale con cui realizzare il mantello: tale materiale deve infatti avere indice di rifrazione molto basso ed essere termicamente compatibile con il quarzo.

b) Vetri costituiti di silicati con calce sodata: la loro caratteristica più importante consiste nella possibilità di variare la composizione, cambiando le proporzioni dei costituenti, in maniera da realizzare una variazione di certe proprietà fisiche (indice di rifrazione) mantenendone costanti altre (caratteristiche di espansione termica). Il basso punto di fusione rende inoltre agevole l'omogeneizzazione del materiale e la costruzione di fibre; l'attenuazione in questi vetri è però generalmente più alta di quella dei quarzi.

c) Liquidi: sono stati usati liquidi organici come « core » di fibre il cui « cladding » è costituito da tubicini capillari di vetro o di quarzo (bibl. 18, 19, 20). In generale si può dire che i liquidi usati (bromobenzene, o diclorobenzene, tetracloruro di carbonio CCl_4, tetracloruro di etilene C_2Cl_4, esacloro buta-1,3 diene) presentano un basso assorbimento, ma danno luogo a perdite relativamente alte per « scattering » (essenzialmente « scattering » tipo Rayleigh); ci si aspetta quindi che le fibre così realizzate abbiano buone proprietà per grandi λ, e così infatti è in generale. Taluni liquidi presentano però forti picchi di assorbimento. L'uso di liquidi implica peraltro problemi di instabilità termica, di deterioramento e, probabilmente talune difficoltà supplementari di maneggiabilità delle fibre con essi prodotte.

I fattori di perdita appena menzionati possono essere minimizzati adottando opportuni procedimenti e trattamenti sui materiali. Per quel che riguarda le impurità, nel caso di un liquido si può procedere a purificazione, nel caso di un vetro si può cercare di raffinare i materiali grezzi di base; tale raffinazione si può ottenere mediante una serie di processi (estrazione da solvente, distillazione, cristallizzazione frazionata, scambio di ioni, raffinazione a zona) eventualmente iterati.

Per cercare di eliminare le cause di « scattering » si possono invece prendere altre precauzioni: l'inclusione di particelle estranee si può evitare lavorando in ambiente « pulito »; la contaminazione da parte del platino si può controllare fondendo il vetro in atmosfera adatta; si può eliminare la cristallizzazione e la separazione di fase adottando una opportuna velocità di raffreddamento e scegliendo la composizione del vetro; le bolle si sopprimono agitando il vetro ad alta temperatura.

Altre caratteristiche necessarie al materiale da usarsi sono l'omogeneita ottica, la costanza dell'indice di rifrazione, la riproducibilità dello stesso, la stabilità delle proprietà in varie condizioni ambientali.

4.3 Perdite imputabili alla costruzione e alla struttura delle fibre.

Ai fattori di perdita presenti nel materiale di base se ne aggiungono, nella fibra ottica, altri provocati da imperfezioni della stessa dovute in parte al processo di costruzione, in parte alle condizioni di funzionamento. I principali difetti riscontrabili sono:

a) ellitticità;

b) variazioni periodiche di diametro;

c) cambiamenti graduali del diametro e della costante dielettrica;

d) incurvamento;

e) inclusioni di particelle ed irregolarità all'interfaccia « core-cladding ».

Gli effetti prodotti sono:

1) cambiamento delle caratteristiche di velocità;
2) contributo a ulteriori perdite;
3) contributo all'eccitazione di modi non voluti;
4) riconversione con fase non coerente nel modo che porta l'informazione.

a) *Ellitticità.*

Come si è detto, in bibl. 36, sono state trovate l'equazione caratteristica e gli autovalori per una guida dielettrica ellittica. Si vede che il modo HE_{11} si scinde in due modi uno con il vettore elettrico parallelo all'asse maggiore l'altro a quello minore, cui corrispondono diverse caratteristiche di propagazione e di attenuazione (bibl. 44); si possono quindi ricavare informazioni sulle perdite e sulla dispersione.

b) *Variazioni periodiche di diametro.*

Possono provocare conversione di modo e perdite per irraggiamento. Una analisi esatta per il caso di guide rettangolari, considerando discontinuità ad andamento sinusoidale o con distribuzione statistica, è stata effettuata (bibl. 45, 46). Nel caso di guide circolari, in cui si propagano modi ibridi, l'analisi è più complicata ed occorre usare metodi approssimati (calcolo perturbativo o equazioni integrali) (bibl. 47, 48, 49).

L'indicazione che si può trarre è che se la frequenza delle discontinuità è paragonabile a quelle dell'onda elettromagnetica si hanno enormi perdite (per radiazione o conversione di modo) anche per imperfezioni piccolissime (variazioni di raggio di pochi ångström). Se però ci allontaniamo da questa condizione le perdite diminuiscono molto rapidamente.

c) *Variazioni graduali di diametro.*

Anche in questo caso si hanno analisi per guide rettangolari e circolari (bibl. 50, 51). In bibl. 50 si considera il caso in cui venga eccitato il solo modo HE_{11} e si mostra che, nel caso di piccolo angolo di conicità, si può accoppiare al solo modo HE_{12}. Il massimo interscambio di potenza in una qualunque posizione è:

$$P < \frac{(2\,\Omega\, v)^2}{150\,\delta}$$

dove Ω è l'angolo di conicità in radianti misurato dall'asse centrale e δ vale, come s'é visto, $1 - n_2^2/n_1^2$. La perdita per radiazione è piccola rispetto all'accoppiamento tranne che in vicinanza della frequenza di taglio per il modo HE_{12}.

Nel caso di un cono con cambiamento di raggio di un fattore 10, angolo $\Omega = 0°35'$, $V = 20$, $\delta = 0.01$, l'8% della potenza che viaggia nel modo HE_{11} viene interscambiata in tutte la lunghezza del cono per venire poi irradiata.

d) *Curvature.*

Una fibra può essere curvata fino a raggi di curvatura molto piccoli, e questa è una caratteristica molto interessante. C'è però la possibilità che in questa situazione si verifichino perdite per radiazione o conversione di modo. L'analisi è molto difficile nel caso di fibre circolari, in quanto si ottengono equazioni a variabili non separabili. Sono stati fatti studi nel caso di strutture guidanti planari di estensione infinita o guide rettangolari (bibl. 52). Il risultato è che si hanno perdite trascurabili fino ad una curvatura critica, dopo di che queste crescono rapidissimamente. Tale curvatura dipende ovviamente da molti parametri, principalmente da δ; come è prevedibile per δ grandi sono tollerati raggi di curvatura molto piccoli (pochi millimetri), per $\delta \ll 1$ il raggio minimo diventa di qualche centimetro. Alcuni autori hanno usato le espressioni trovate in bibl. 52 adattandole al caso di guide circolari e confrontandole con misure e dati sperimentali da essi trovati in bibl. 15. L'accordo sembra buono. Anche in questo caso si hanno effetti di perdite per radiazione e conversione di modo. Ciò è facilmente visibile in un semplice modello geometrico (fig. 10), dove i raggi, in corrispondenza di una curva, cambiano angolo di propagazione: se il nuovo angolo è ancora superiore all'angolo critico continuano a propagarsi secondo lo stesso, altrimenti fuoriescono e sono perduti.

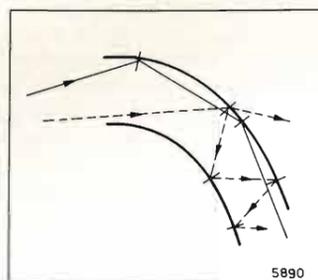



Fig. 10. — Comportamento dei raggi in un tratto curvato di fibra.

e) *Inclusioni di particelle.*

Come si è detto, parecchi sono i tipi di inclusione che possono aversi in una fibra. Una analisi teorica degli effetti prodotti è molto difficile e, in ogni caso, non facile da applicare in casi reali in cui la distribuzione e il di tipo inomogeneità è generalmente sconosciuto. In bibl. 47 si cerca una soluzione approssimata considerando una particella con costante dielettrica ε', volume Δv, situata all'interfaccia « core-cladding », e usando la funzione di Green per il problema non omogeneo.

5. Conclusioni.

Da quanto si è detto appare come sia arduo il compito di costruire fibre a bassa attenuazione. In vari laboratori si è però riusciti ad operare in condizioni così ben controllate, a trovare materiali così buoni, da ottenere risultati notevolissimi. La prima fibra a bassa attenuazione è stata costruita dalla Corning nel 1970; si tratta di una fibra monomodo di silice fusa il cui valore minimo di attenuazione è di circa 20 dB/km in corrispondenza a $\lambda = 0{,}6328$ μm (curva 1 di fig. 11).

Ultimamente (bibl. 17 del sett. 1972) la stessa Corning ha realizzato una fibra multimodo, sempre in silice fusa, in cui l'attenuazione ha un minimo di circa 4 dB/km (curva 2 di fig. 11) avvicinandosi così al limite minimo di Rayleigh.

L'eccellente risultato ottenuto ha spinto gli stessi ricercatori a indagare più a fondo sui limiti ultimi di attenuazione che è possibile raggiungere in una fibra di vetro; il risultato dell'indagine indica in circa 2 dB/km tale limite, nella regione spettrale tra 0,7 e 1,1 μm (bibl. 71). In effetti fibre con questo valore di attenuazione sembrano essere state prodotte utilizzando materiali con basso contenuto di radicali OH (bibl. 62). Occorre però tener presente che per le fibre ora menzionate il problema di trovare un rivestimento con indice di rifrazione inferiore a quello del quarzo è stato aggirato usando il quarzo puro come « cladding » e incrementando l'indice di rifrazione del quarzo che costituisce il « core » con l'aggiunta di opportune sostanze droganti (titanio). È molto probabile che tale procedimento provochi un aumento dell'attenuazione del materiale, ragion per cui appaiono molto interessanti i tentativi di usare come « core » materiale puro. In questa prospettiva è stata realizzata una fibra che ha come rivestimento vetro Vycor, il quale ha un indice di rifrazione leggermente minore di quello della silice fusa: il valore di attenuazione misurato per tale fibra è stato di 20 dB/km a 0,6328 μm (bibl. 72). Fibre simili prodotte in altri laboratori hanno presentato attenuazioni di 7 dB/km a 0,6328 e 0.8 μm (bibl. 63, 64, 65).

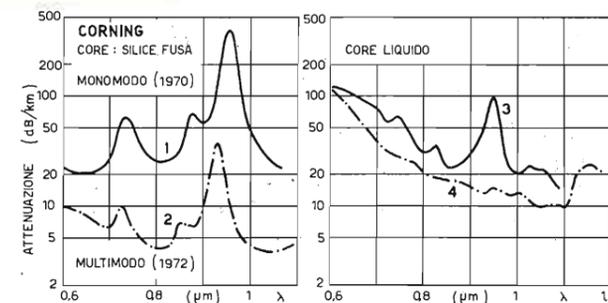



Fig. 11. — Andamento dell'attenuazione misurata sperimentalmente in alcuni tipi di fibre ottiche.

Una fibra di originale concezione, ottenuta con l'impiego di un unico materiale, è quella rappresentata in figura 12: essa è formata da un « core » sostenuto da una sottile membrana, il tutto racchiuso entro un tubicino capillare che ha funzione di sostegno e protezione; in alcune di tali fibre sono state misurate attenuazioni fino a 28 dB/km (bibl. 66).

Fibre multimodo a bassa attenuazione sono inoltre state realizzate impiegando liquidi come materiali per il « core » (bibl. 18, 19, 20) con limiti di attenuazione di 13.5 dB/km (curva 3 di fig. 11) e di 10 dB/km (curva 4 di fig. 11) successivamente ridotti a 7 dB/km (bibl. 67).

Concludiamo con un cenno alle fibre a profilo con indice ad andamento non rettangolare. Gran parte delle considerazioni svolte per le fibre con indice di rifrazione con andamento a gradino sono ancora valide; come si è già detto non esistono in questo caso problemi di interfaccia e si ha una sensibilità molto minore alle variazioni del raggio della fibra, che ha peraltro come contropartita una grande sensibilità a piccole perturbazioni nell'indice di rifrazione: queste ultime possono provocare la fuoriuscita del fascio di luce entro pochi metri.

La nuova SELFOC di cui si è parlato nel paragrafo 2, sembrà però essersi dimostrata capace di guidare la luce per lunghezze considerevoli (550 m). L'attenuazione è di circa 60 dB/km.

Un'altra caratteristica notevole è costituita dal fatto che, esplorando con un fascio la sezione della fibra, si è constatato che l'attenuazione è minima al centro (~ 30 dB/km) e cresce verso la periferia (bibl. 53). Migliori risultati sono stati raggiunti recentemente con fibre che presentano attenuazioni di ~ 20 dB/km per tratte di oltre 500 m, nella regione di $\lambda \simeq 0.7 \div 0.8$ μm (bibl. 68).

Per un altro tipo di fibra con un particolare profilo di indice di rifrazione, già descritta al paragrado 2.2 (bibl. 54) realizzato con silice fusa, sono state misurate attenuazioni molto basse, comprese tra 4 e i 6 dB/km.

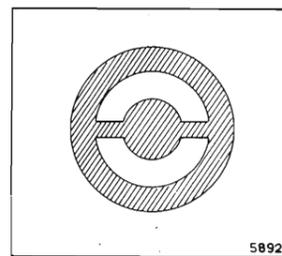



Fig. 12. — Sezione di una fibra ottica realizzata mediante un unico materiale.

Per quanto concerne infine fibre costruite con vetri normali (vetri flint, silicati al piombo, ecc.) si sono finora ottenuti risultati piuttosto scoraggianti (bibl. 69, 62, 70): infatti solo con difficoltà si riesce a scendere sotto i 100 dB/km di attenuazione. (1666)

BIBLIOGRAFIA

1. - GOODWIN T. E.: « Proc. IEEE », *58* (1970), p. 1746.
2. - MASUDA T., UCHIDA T., UENO Y.: « NEC Research and devel », *20* (1971), p. 36.
3. - ALBERTIN F., QUERZOLA B.: « Alta Frequenza », 41 (1972) p. 121 ÷ 133 e p. 350 ÷ 373. (L'articolo ha una vasta bibliografia sulla propagazione dei raggi laser in atmosfera).
4. - KAISER P.: « B.S.T.J. », *49* (1970), p. 137.
5. - BECK A. C.: « IEEE Trans. on m. t. and t. », *MTT15* (1967), p. 433.
6. - MAIE P.: « Annales des telecommunications », *24* (1969), p. 5.
7. - MINK J. W.: « IEEE Trans. on m. t. and t. », *MTT17* (1969), p. 48.
8. - GLOGE D.: « B.S.T.J. », *46* (1967), p. 357.
9. - GLOGE D.: « B.S.T.J. », *46* (1967), p. 721.
10. - DALY J. C.: « B.S.T.J. », *47* (1968), p. 783.
11. - DALY J. C.: « B.S.T.J. », *48* (1969), p. 1909.
12. - CHRISTIAN J. B., GOUBAU G., MINK J. W.: « IEEE Trans. on m. t. and t. », *MTT15* (1967), p. 216.
13. - LINDGREN N.: « Proc. IEEE », *58* (1970), p. 1410.
14. - KAO K. C., HOCKHAM G. A.: « Proc. IEE », *113* (1966), p. 1151.
15. - KECK D. B., KAPRON F. P., MAURER R. D.: « Appl. Phys. Lett », *17* (1970), p. 423.
16. - KECK D. B., TYNES A. R.: « Appl. Opt. », *11* (1972), p. 1502.
17. - MAURER R. D.: « I Congresso Europeo sulla Tecnologia e il mercato dell'Elettro-Ottica » - Ginevra, 12-15 settembre 1972.
18. - STONE J.: « IEEE Journ. of. Q. E. », *QE8* (1972), p. 222.
19. - STONE J.: « Appl. Phys. Lett. », *20* (1972), p. 239.
20. - PAYNE D. N., GAMBLING W. A.: « Electr. Lett. », *8* (1972), p. 374.
21. - GAMBLING W. A., PAYNE D. N., SUNAK H. R. D.: « Electr. Lett. », *7* (1971), p. 549.
22. - GAMBLING W. A., DAKIN J. P., PAYNE D. N., SUNAK H. R. D.: « Electr. Lett. », *8* (1972), p. 260.
23. - KHAN B., WITTE H. H., SCHICKETANZ D.: « Opt. Comm », *4* (1972), p. 352.
24. - HEYKE H. J.: « IEE Conf. Publ. » *71* (1970), p. 73.
25. - KAWAKAMI S., NISHIZAWA J.: « IEEE Trans. on m. t. and t. », *MTT16* (1968), p. 814.
26. - MARCATILI E. A. J.: « S.P.I.E. Journ. », *8* (1970), p. 101.
27. - KAPANY N. S.: *Fiber Optics* (1967) Acad. Press.
28. - LISITSA M. P., BEREZHINSKII L. I., VALAKH M. YA.: *Fiber Optics* (1972) - Israel Progr. for Scient. Transl.
29. - CARSON J. R., MEAD S. P., SCHELKUNOFF S. A.: « B.S.T.J. », *15* (1936), p. 310.
30. - SCHELKUNOFF S. A.: *Electromagnetic Waves* (1943). D. Van Nostrand Company.
31. - ABELE M.: « Nuovo Cim », *5* (1948), p. 274.
32. - ELSASSER W. M.: « Journ. of Appl. Phys. », *20* (1949), p. 1193.
33. - SNITZER E.: « J.O.S.A. », *51* (1961), p. 491.

34. - KAPANY N. S., BURKE J. J.: « J.O.S.A. », *51* (1961), p. 1067.
35. - KAPANY N. S., BURKE J. J.: « Solid State Design », *3* (1962), n. 1.
36. - YEH C. W. H.: « Journ. of Appl. Phys. », *33* (1962), p. 3235.
37. - KAPANY N. S.: « J.O.S.A. », *53* (1963), p. 929.
38. - BIERNSON G., KINSLEY D. J.: « IEEE Trans, on m. t. and t. », *MTT13* (1965), p. 346.
39. - ROBERTS R.: « IEE Conf. Publ. », *71* (1970), p. 39.
40. - KECK D. B.: « I Congresso Europeo sulla Tecnologia e il mercato dell'Elettro-Ottica » - Ginevra, 12-15 settembre 1972.
41. - KECK D. B., TYNES A. R.: « Appl. Opt. », *11* (1972), p. 1502.
42. - MAURER R. D.: « Journ. of chem. Phys. », *25* (1956), p. 1206.
43. - RICH T. C., PINNOW D. A.: « Appl. Phys. Lett. », *20* (1972), p. 264.
44. - YEH C. W. H.: « IEEE Trans. on a. and p. », *AT11* (1963), p. 177.
45. - MARCUSE D.: « B.S.T.J. », *48* (1969), p. 3187.
46. - MARCUSE D.: « B.S.T.J. », *48* (1969), p. 3233.
47. - SNYDER A. W.: « IEEE Trans. on m. t. and t. », *MTT17* (1969), p. 1138.
48. - SNYDER A. W.: « IEEE Trans. on m. t. and t. », *MTT18* (1970), p. 608.
49. - MARCUSE D.: « B.S.T.J. », *49* (1970), p. 1665.
50. - MARCUSE D.: « B.S.T.J. », *49* (1970), p. 273.
51. - SNYDER A. W.: « IEEE Trans. on m. t. and t. », *MTT18* (1970), p. 383.
52. - MARCATILI E. A. J.: « B.S.T.J. », *48* (1969), p. 2103.
53. - UENO Y.: « I Congresso Europeo sulla Tecnologia e il mercato dell'Elettro-Ottica » - Ginevra, 12-15 settembre 1972.
54. - BURRUS C. A., CHINNOCK E. L., GLOGE D., HOLDEN W. S., TINGYE LI, STANDLEY R. D., KECK B. D.: « Proc. IEEE (Lett.) » *61* (1973), p. 1498.
55. - CHINNOCK E. L., COHEN L. G., HOLDEN W. S., STANDLEY R. D., KECK B. D.: « Proc. IEEE (Lett.) » *61* (1973), p. 1499.
56. - SNYDER A. W., PACK C., MITCHELL D. J.: « J. of Opt. Soc. Am. », *63* (1973 p. 59 ÷ 64.
57. - SNYDER A. W., MITCHELL D. J.: « Electr. Letters », 9 (1973), p. 437 ÷ 438.
58. - COSTA B., DI VITA P.: « Opto-Electr. », *5*, 5 (1973), p. 439 ÷ 456.
59. - SMITH R. G.: « Appl. Opt. », *11* (1972), p. 2489.
60. - STOLEN R. H., IPPEN E. P.: « Appl. Phys. Lett. », *21* (1972), p. 539.
61. - IPPEN E. P., STOLEN R. H.: « Appl. Phys. Lett. », *22* (1973), p. 276.
62. - MAURER R. D.: « Proc. IEEE », *61* (1973), p. 452.
63. - FRENCH W. G., PEARSON A. D., TASKEN G. W., MOTHESNEY J. B.: « Appl. Phys. Lett », *23* (1973), p. 338.
64. - VAN UITERT L. G. ET. AL.: « Mat. Res. Bull. », *8* (1973), p. 469.
65. - MC CHESNEY J. B. ET. AL.: « Appl. Phys. Lett. », *23* (1973), p. 840.
66. - KAISER P., MARCATILI E. A. J., MILLER S. E., « B.S.T.J. », *52* (1973), p. 265.
67. - GAMBLING W. A., PAYNE D. N., MATSUMARA G.: « Optics Comm. » *6*, (1972), p. 317.
68. - KOIZUNI K., IKEDA Y., KITONO I., FURUKAWA M., SUMINOTO T.: Riassunto in « IEEE. J. Quant. Electron. QE », *9* (1973), p. 639.
69. - MASLOWSKI S.: « Opto Electron. », *5*, (1973), p. 275.
70. - RAMSAY M. H.: « Opto Electron.,», *5* (1973), p. 261-274.
71. - KECK D. B., MAURER R. D., SCHULTZ P. C.: « Appl. Phys. Lett. », *22* (1973), p. 307.
72. - DOISUKE KATO: « Appl. Phys. Lett. » *22* (1973), p. 3

RETI RESISTIVE PER LA DISTRIBUZIONE DEI SEGNALI TELEVISIVI

FRANCO MUSSINO (*)

SOMMARIO — *Il semplice problema di ripartire il segnale proveniente da un'unica linea di trasmissione su due o più linee di trasmissione, rispettando le condizioni di adattamento, viene qui affrontato e risolto in modo generale offrendo al progettista della rete di distribuzione relazioni di facile uso, sollevandolo dalla necessità di calcolarle ogni volta che se ne presenti la necessità. Viene considerato, sia il caso di adattamento soltanto nel senso in cui si propaga il segnale desiderato, sia il caso di adattamento in entrambi i sensi. Inoltre si considera anche il caso in cui il segnale venga ripartito su più linee di trasmissione in modo uguale o in modo disuguale. Vengono infine riportati alcuni esempi.*

SUMMARY — ***Resistive networks for distribution of television signals.*** *The simple problem of splitting the signal output from a transmission line into an input of two or more transmission lines is here considered and solved. Matching conditions are taken into account. The solution supplies formulas of simple use without requiring complex computation every time. Both cases of unidirectional and bidirectional matching are examined. Furthermore, equal and unequal splitting is studied. Several examples complete the presentation.*

1. Introduzione.

Il progetto delle reti di distribuzione dei segnali, principalmente quelle relative ai segnali televisivi e radiofonici, viene risolto spesso con mezzi molto diversi, dipendentemente dalle esigenze imposte dal progetto stesso. La ripartizione del segnale su più linee di trasmissione può avvenire con accoppiamenti di tipo induttivo o capacitivo, con accoppiatore direzionale o con reti resistive. Verranno qui considerate soltanto queste ultime, affrontando però il problema da un punto di vista completamente generale e risolvendolo, sia per il caso di adattamento soltanto nel senso in cui procede il segnale desiderato, sia per quello in cui l'adattamento venga richiesto in entrambi i sensi. Inoltre viene considerato, sia il caso in cui il segnale è ripartito in parti uguali su più linee di trasmissione, sia quello in cui invece si richiede una minima attenuazione verso una linea di trasmissione; in questo secondo caso l'attenuazione verso le altre linee di trasmissione, che si diramano dallo stesso nodo, risulta maggiore. Infine viene calcolata anche l'attenuazione di disaccoppiamento fra due utilizzatori (o utenti), poiché questo valore ha spesso molta importanza nel progetto dell'impianto, ad esempio, al fine di ridurre le interferenze reciproche fra gli utenti di una medesima rete di distribuzione di segnali televisivi.

In particolare vengono nel seguito presi in considerazione il *divisore di potenza*, mediante il quale la potenza del segnale entrante viene divisa in parti uguali su più uscite, introducendo una certa attenuazione minima, ed il *ripartitore*, che può essere di tipo *passante* o *terminale*. Il ripartitore passante introduce una attenuazione minima prefissata verso la linea di trasmissione che porta il segnale agli altri ripartitori ed una attenuazione molto maggiore verso ciascuna diramazione che porta il segnale all'utente; il ripartitore terminale è invece simile al divisore di potenza, in quanto introduce un'uguale attenuazione verso ciascuna diramazione, ma non la minima possibile, essendo questa stabilita dall'attenuazione di disaccoppiamento richiesta.

Le reti resistive qui descritte, pur essendo di uso generale per la distribuzione di qualsiasi tipo di segnale, trovano impiego soprattutto negli impianti di distribuzione dei segnali televisivi e radiofonici sia di piccole dimensioni sia di grandi dimensioni (CATV).

2. Divisore di potenza.

La rete elettrica che costituisce il divisore di potenza è di solito costituita da partitori resistivi che dividono la potenza del segnale entrante in parti uguali su più uscite. Le reti resistive possono attuare l'adattamento tanto nel solo senso in cui procede il segnale desiderato quanto in entrambi i sensi, per ridurre al minimo le riflessioni dovute a disadattamenti eventuali a valle del divisore di potenza.

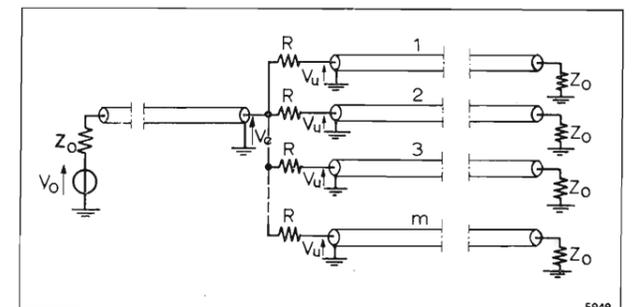



Fig. 1. — Divisore di potenza in parti uguali con adattamento soltanto nel senso in cui si propaga il segnale desiderato.

(*) Dott. ing. Franco Mussino dell'Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni del Politecnico di Torino.
Dattiloscritto pervenuto il 14 marzo 1974.

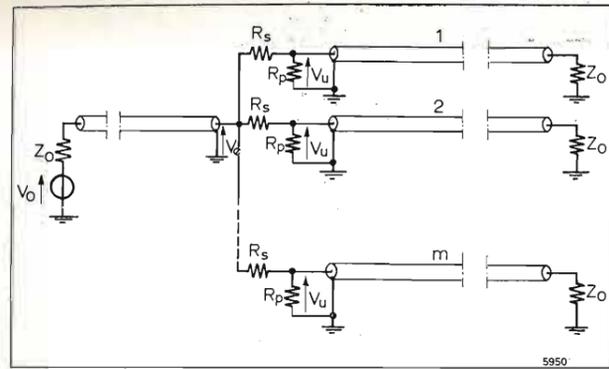



Fig. 2. — Divisore di potenza in parti uguali con adattamento in entrambi i sensi di propagazione del segnale.

Per il primo caso la rete è riportata in figura 1. Il valore di R risulta essere uguale semplicemente a $(m-1)Z_o$, dove m è il numero di vie in cui il segnale è suddiviso e Z_o è l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione e il valore del carico. L'attenuazione $\alpha = 20 \log (V_e/V_u)$, espressa in decibel, risulta essere (¹):

$$[1] \qquad \alpha = 20 \log m \, .$$

Nella Tabella I sono riportati i valori di α e R per $Z_o = 50\ \Omega$ e $Z_o = 75\ \Omega$.

Per il secondo caso, cioè per ottenere l'adattamento in entrambi i sensi, la rete è costituita da una cella ad L (fig. 2), la cui resistenza d'entrata deve essere pari a mZ_o, mentre la resistenza d'uscita deve essere pari a Z_o. La cella ad L è la più conveniente perché — com'è noto — permette di ottenere la minima attenuazione.

Imponendo le suddette condizioni d'adattamento (v. Appendice 1), si ottiene:

$$[2] \quad R_p = \frac{m}{m-1} Z_o \, , \quad R_s = 2m \frac{m-1}{2m-1} Z_o \, ;$$

$$[3] \qquad \alpha = 20 \log (2m-1) \, .$$

Nella Tabella II sono riportati i valori di α, R_p e R_s per $Z_o = 50\ \Omega$ e $Z_o = 75\ \Omega$.

3. Ripartitore.

I ripartitori si dividono in passanti e terminali. Nei *ripartitori passanti* la maggior parte dell'energia incidente passa sulla linea di trasmissione che alimenta le ulteriori diramazioni e soltanto una piccola parte viene usata per alimentare le linee di trasmissione che sono collegate al nodo in questione.

Nei ripartitori terminali invece l'energia incidente viene suddivisa in parti uguali tra le linee di trasmissione che vi sono collegate.

Una importante funzione che i ripartitori attuano è quella di disaccoppiare adeguatamente gli utenti tra di loro. Ciò è necessario, ad esempio, nella distribuzione dei segnali televisivi per evitare che eventuali segnali indesiderati iniettati nell'impianto dai ricevitori attraverso i loro morsetti d'antenna giungano con ampiezza eccessiva ad un altro ricevitore e vi provochino disturbi. Nel progetto dei ripartitori occorre quindi tener conto di una attenuazione di disaccoppiamento $\alpha_D = 20 \log a_D$ al fine di ottenere un buon funzionamento dell'impianto di distribuzione.

Il disaccoppiamento a_D è definito (v. Appendice 2, fig. 10 e Appendice 3, fig. 12) come rapporto fra la tensione V_d generata dall'utente disturbante e la tensione V_u presente alla presa di un altro utente collegato allo stesso ripartitore oppure ad un ripartitore vicino, nel caso che ad ognuno sia collegato un solo utente.

Nelle figure 3 e 4 sono riportati gli schemi del ripartitore passante e terminale, che realizzano l'adattamento soltanto nel senso in cui si propaga il segnale.

(¹) L'attenuazione α è correttamente espressa in decibel poiché le tensioni V_u e V_e sono misurate ai capi della stessa impedenza Z_o; infatti α rappresenta anche l'attenuazione fra la potenza del segnale entrante ($P_e = V_e^2/Z_o$) e quella che giunge su ciascuna diramazione ($P_u = V_u^2/Z_o$).
Il termine attenuazione viene qui usato per indicare (in decibel) i dislivelli di potenza o di tensione (simbolo: α); invece per indicare i rapporti di potenza o di tensione (simbolo: a) è più corretto usare il termine *riduzione* di potenza o di tensione.

TABELLA I

m	α (dB)	R/Z_o	$Z_o = 50\ \Omega$ R (Ω)	$Z_o = 75\ \Omega$ R (Ω)
2	6,02	1	50,0	75,0
3	9,54	2	100,0	150,0
4	12,04	3	150,0	225,0
5	13,98	4	200,0	300,0
6	15,56	5	250,0	375,0
7	16,90	6	300,0	450,0
8	18,06	7	350,0	525,0
9	19,08	8	400,0	600,0
10	20,00	9	450,0	675,0

Fig. 3. — Ripartitore passante con adattamento soltanto nel senso in cui si propaga il segnale desiderato. *A*: linea entrante; *B*: linea uscente; *C* e *D*: linee che portano il segnale agli utilizzatori.

TABELLA II

m	α (dB)	R_p/Z_o	R_s/Z_o	$Z_o = 50\ \Omega$		$Z_o = 75\ \Omega$	
				R_p (Ω)	R_s (Ω)	R_p (Ω)	R_s (Ω)
2	9,54	2,00	1,33	100,0	66,7	150,0	99,8
3	13,98	1,50	2,40	75,0	120,0	112,5	180,0
4	16,90	1,33	3,43	66,7	171,1	99,8	257,3
5	19,08	1,25	4,44	62,5	222,0	93,8	333,0
6	20,82	1,20	5,45	60,0	272,5	90,0	408,8
7	22,28	1,17	6,46	58,5	323,0	87,8	484,5
8	23,52	1,14	7,47	57,0	373,5	85,5	560,3
9	24,60	1,13	8,47	56,25	423,5	84,4	635,3
10	25,56	1,11	9,47	55,5	473,5	83,3	710,3

La resistenza R_t del ripartitore terminale viene inserita allo scopo di ottenere, sia l'adattamento, sia l'attenuazione di disaccoppiamento desiderata. Il valore delle resistenze R_n, R_m e R_t, delle attenuazioni del segnale verso l'utilizzatore ($\alpha_u = 20 \log a_u$) e verso la linea di trasmissione che prosegue nella distribuzione del segnale ($\alpha_p = 20 \log a_p$) dipende dal numero n di utilizzatori (o utenti) e dall'attenuazione ($\alpha_D = 20 \log a_D$) di disaccoppiamento che si desidera ottenere fra due di essi. Imponendo le condizioni di adattamento nel senso di propagazione del segnale, si ottiene:

$$[4] \quad R_n = Z_o(a_u - 1) = Z_o\left(\frac{n a_p}{a_p - 1} - 1\right) ,$$

$$[5] \quad R_m = Z_o\left(\frac{n}{a_u - n}\right) = Z_o(a_p - 1) \, ,$$

$$[6] \quad R_t = Z_o \frac{a_u}{a_u - n} = Z_o \, a_p \, ;$$

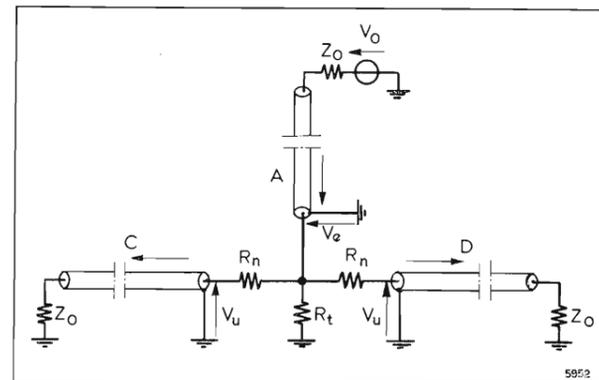



Fig. 4. — Ripartitore terminale con adattamento soltanto nel senso in cui si propaga il segnale desiderato. *A*: linea entrante; *C* e *D*: linee che portano il segnale agli utilizzatori.

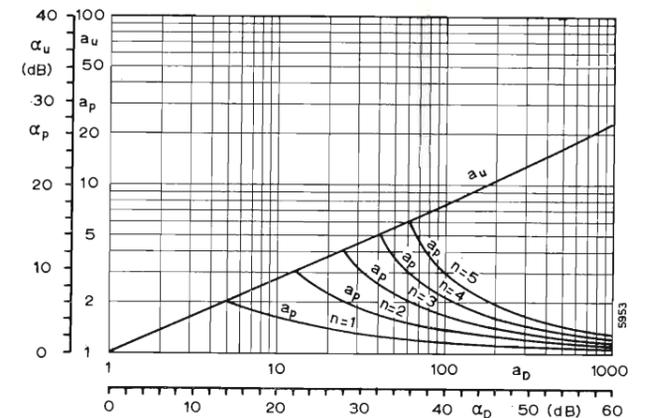



Fig. 5. — Andamento di a_u e a_p in funzione di a_D per alcuni valori di n.

$$[7] \quad a_u = \frac{V_e}{V_u} = \frac{n a_p}{a_p - 1} \, , \quad a_p = \frac{V_e}{V'} = \frac{a_u}{a_u - n} \, .$$

$$[8] \quad a_u = \frac{V_e}{V_u} = \frac{1 + \sqrt{2 a_D - 1}}{2} \, ,$$

$$[9] \quad a_p = \frac{V_e}{V'} = \frac{1}{1 - \dfrac{2n}{1 + \sqrt{2 a_D - 1}}} \, .$$

Da queste relazioni si osserva che occorre siano soddisfatte le seguenti condizioni:

$$[10] \qquad 2 \, a_D > 1 \, ,$$

$$[11] \qquad \frac{2n}{1 + \sqrt{2 a_D - 1}} < 1$$

$$\text{cioè: } n < \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{2 a_D - 1}\right) .$$

La [10] è sempre verificata, mentre la [11] pone un limite superiore a n.

Nella figura 5 sono riportati graficamente gli andamenti di $\alpha_u = 20 \log a_u$ in funzione di $\alpha_D = 20 \log a_D$ e di $\alpha_p = 20 \log a_p$ in funzione di α_D per diversi valori di n.

Per mezzo dei suddetti grafici è possibile dedurre α_p e α_u, avendo fissato α_D. Se α_p e α_u risultano adeguati per un buon progetto della rete di distribuzione, si calcolano i valori di R_n, R_m e R_t.

Nella Tabella III sono riportati i valori di α_u, α_p, R_n, R_m e R_t per due valori tipici di α_D e per $Z_o = 50\ \Omega$ e $Z_o = 75\ \Omega$.

Nelle figure 6 e 7 sono invece riportati gli schemi del ripartitore passante (fig. 6) e terminale (fig. 7), che realizzano l'adattamento sia nel senso in cui si propaga il segnale, sia nel senso inverso.

Il valore delle resistenze R_{mp} e R_{ms} verso la linea di minor attenuazione dipendono dal valore dell'attenuazione passante ($\alpha_p = 20 \log a_p$) che si desidera avere. Imponendo gli adattamenti, si ottiene:

$$[12] \quad R_{mp} = Z_o \frac{a_p + 1}{a_p - 1} \, ,$$

$$[13] \quad R_{ms} = Z_o \frac{a^2_p - 1}{2 a_p} \, .$$

Il valore delle resistenze R_{n1}, R_{n2}, R_{n3} può essere calcolato in funzione di a_p, della riduzione di tensione

TABELLA III

	n	a_p	a_p (dB)	R_n/Z_o	R_m/Z_o	R_t/Z_o	$Z_o = 50\,\Omega$ R_n (Ω)	$Z_o = 50\,\Omega$ R_m (Ω)	$Z_o = 50\,\Omega$ R_t (Ω)	$Z_o = 75\,\Omega$ R_n (Ω)	$Z_o = 75\,\Omega$ R_m (Ω)	$Z_o = 75\,\Omega$ R_t (Ω)
$a_D = 40$ dB, $a_u = 17,56$ dB	1(*)	1,15	1,23	6,55	0,153	1,15	327,5	7,65	57,5	491,3	11,5	86,3
	2	1,36	2,67	6,55	0,360	1,36	327,5	18,0	68,0	491,3	27,0	102,0
	3	1,66	4,40	6,55	0,659	1,66	327,5	33,0	83,0	491,3	49,4	124,5
	4	2,13	6,55	6,55	1,126	2,13	327,5	56,3	106,5	491,3	84,5	159,8
	5	2,96	9,42	6,55	1,958	2,96	327,5	97,9	148,0	491,3	146,9	222,0
$a_D = 46$ dB, $a_u = 20,41$ dB	1(*)	1,11	0,87	9,49	0,105	1,11	474,4	5,25	55,5	711,5	7,88	83,3
	2	1,24	1,84	9,49	0,236	1,24	474,4	11,8	62,0	711,5	17,7	93,0
	3	1,40	2,93	9,49	0,401	1,40	474,4	20,1	70,0	711,5	30,1	105,0
	4	1,62	4,17	9,49	0,616	1,62	474,4	30,8	81,0	711,5	46,2	121,5
	5	1,91	5,63	9,49	0,911	1,91	474,4	45,6	95,5	711,5	68,3	143,3

(*) In questo caso a_D risulta incrementata di a_p e dell'attenuazione della linea di trasmissione fra i due ripartitori se questi sono contigui.

a_u verso la diramazione e del numero di diramazioni (o utenti) n per mezzo delle seguenti relazioni:

$$[14] \quad R_{n1} = \frac{nZ_o(a_p+1)\,(a_u-1)^2}{(a_p-1)\,(a^2_u+1) - 2n(a_p+1)}\,,$$

$$[15] \quad R_{n2} = \frac{2\,n\,Z_o\,a_u(a_p+1)}{(a_p-1)\,(a^2_u+1) - 2n(a_p+1)}\,,$$

$$[16] \quad R_{n3} = Z_o(a_u-1)\,\frac{(a_u+1)\,(a_p-1) - 2n(a_p+1)}{(a_p-1)\,(a^2_u+1) - 2n(a_p+1)}\,.$$

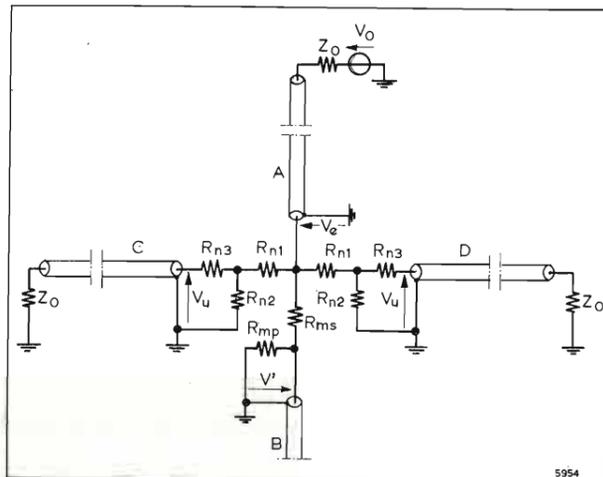



Fig. 6. — Ripartitore passante con adattamento in entrambi i sensi di propagazione del segnale. A: linea entrante; B: linea uscente; C e D: linee che portano il segnale agli utilizzatori.

Affinché le resistenze R_{n1}, R_{n2} ed R_{n3} siano fisicamente realizzabili, cioè il loro valore risulti positivo, deve essere verificata la relazione:

$$[17] \quad a_u \geqslant 2n\,\frac{a_p+1}{a_p-1} - 1\,.$$

Nella figura 8 è riportato il valore di a_u in funzione di a_p per diversi valori di n, nel caso in cui vale il segno di uguaglianza. In tal caso la riduzione di tensione (a_u) verso l'utilizzatore è la minima e risulta $R_{n3} = 0$. Inoltre si ha:

$$[17'] \quad a_p = \frac{a_u+1+2n}{a_u+1-2n}\,,$$

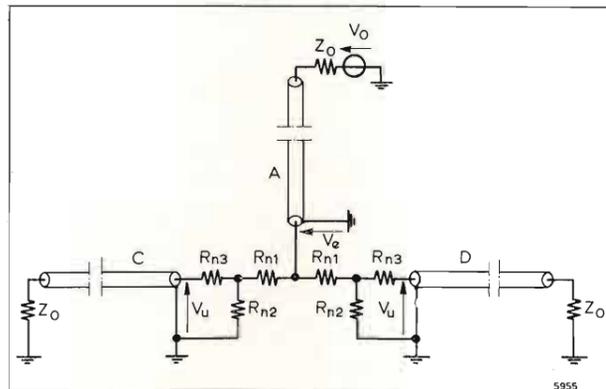



Fig. 7. — Ripartitore terminale con adattamento in entrambi i sensi di propagazione del segnale. A: linea entrante; C e D: linee che portano il segnale agli utilizzatori.

TABELLA IV

	n	a_p (dB)	a_p	R_{mp}/Z_o	R_{ms}/Z_o	R_{n1}/Z_o	R_{n2}/Z_o	$Z_o = 50\,\Omega$ R_{mp} (Ω)	$Z_o = 50\,\Omega$ R_{ms} (Ω)	$Z_o = 50\,\Omega$ R_{n1} (Ω)	$Z_o = 50\,\Omega$ R_{n2} (Ω)	$Z_o = 75\,\Omega$ R_{mp} (Ω)	$Z_o = 75\,\Omega$ R_{ms} (Ω)	$Z_o = 75\,\Omega$ R_{n1} (Ω)	$Z_o = 75\,\Omega$ R_{n2} (Ω)
$a_D = 46$ dB, $a_u = 23$ dB, $R_{n3} = 0$	1(*)	1,30	2,31	7,56	0,269	7,03	1,15	378,1	13,5	351,4	57,6	567,2	20,2	527,0	86,4
	2	1,72	4,71	3,78	0,567	7,03	1,15	189,1	28,4	351,4	57,6	283,6	42,7	527,0	86,4
	3	2,32	7,29	2,52	0,942	7,03	1,15	126,0	47,1	351,4	57,6	189,1	70,6	527,0	86,4
	4	3,25	10,23	1,89	1,47	7,03	1,15	94,5	73,4	351,4	57,6	141,8	110,2	527,0	86,4
	5	4,90	13,81	1,51	2,35	7,03	1,15	75,6	117,5	351,4	57,6	113,4	176,2	527,0	86,4
$a_D = 60$ dB, $a_u = 30$ dB, $R_{n3} = 0$	1(*)	1,13	1,06	16,3	0,123	15,8	1,065	815,6	6,15	789,8	53,3	1223,4	9,23	1184,7	79,9
	2	1,28	2,14	8,16	0,249	15,8	1,065	407,8	12,4	789,8	53,3	611,7	18,7	1184,7	79,9
	3	1,45	3,23	5,44	0,381	15,8	1,065	271,9	19,0	789,8	53,3	407,8	28,6	1184,7	79,9
	4	1,65	4,35	4,08	0,522	15,8	1,065	203,9	26,1	789,8	53,3	305,8	39,1	1184,7	79,9
	5	1,88	5,50	3,26	0,910	15,8	1,065	163,1	45,5	789,8	53,3	244,7	68,3	1186,7	79,9

(*) In questo caso a_D risulta incrementata di a_p e dell'attenuazione della linea di trasmissione fra i due ripartitori se questi sono contigui.

$$[18] \quad R_{n1} = Z_o\,\frac{a^2_u - 1}{2a_u}\,,$$

$$[19] \quad R_{n2} = Z_o\,\frac{a_u+1}{a_u-1}\,.$$

Il disaccoppiamento a_D è legato ad a_u dalla semplice relazione:

$$[20] \quad a_D = a^2_u, \text{ oppure in dB: } a_D = 2\,a_u\,.$$

Nella Tabella IV sono riportati i valori di a_u, a_p, R_{mp}, R_{ms}, R_{n1} e R_{n2} per due valori tipici di a_D e per $Z_o = 50\,\Omega$ e $Z_o = 75\,\Omega$.

Per il *ripartitore terminale* le relazioni che esprimono R_{n1}, R_{n2} ed R_{n3} in funzione di a_u e del numero di diramazioni (o utenti) n sono le seguenti:

$$[21] \quad R_{n1} = n\,Z_o\,\frac{(a_u-1)^2}{a^2_u+1-2n}\,,$$

$$[22] \quad R_{n2} = \frac{2\,n\,Z_o\,a_u}{a^2_u+1-2n}\,,$$

$$[23] \quad R_{n3} = Z_o\,\frac{(a_u+1-2n)\,(a_u-1)}{a^2_u+1-2n}\,.$$

La minima attenuazione verso la diramazione (o l'utente) si ha quando R_{n3} è nullo; in tal caso si ottiene:

$$[24] \quad a_u = 2n - 1\,.$$

Inoltre R_{n1} e R_{n2} sono così esprimibili:

$$[25] \quad R_{n1} = 2nZ_o\,\frac{(n-1)^2}{2n^2-3n+1} = 2nZ_o\,\frac{n-1}{2n-1}\,,$$

$$[26] \quad R_{n2} = \frac{n\,Z_o}{n-1}\,.$$

Nella Tabella V sono riportati i valori di a_u, a_p, R_{n1}, R_{n2} e R_{n3} per due valori tipici di a_D e per $Z_o = 50\,\Omega$ e $Z_o = 75\,\Omega$.

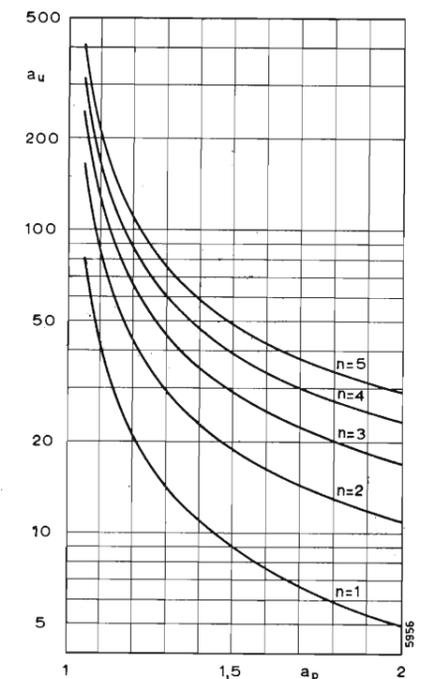



Fig. 8. — Andamento di a_u in funzione di a_p per alcuni valori di n.

TABELLA V

	n	$\frac{R_{n1}}{Z_o}$	$\frac{R_{n2}}{Z_o}$	$\frac{R_{n3}}{Z_o}$	$Z_o = 50\ \Omega$			$Z_o = 75\ \Omega$		
					R_{n1}	R_{n2}	R_{n3}	R_{n1}	R_{n2}	R_{n3}
$a_D = 46$ dB, $a_u = 23$ dB	1	0,868	0,142	0,868	43,4	7,12	43,4	65,1	10,6	43,4
	2	1,75	0,288	0,743	87,7	14,4	37,2	131,5	21,6	55,7
	3	2,66	0,436	0,616	132,8	21,8	30,8	199,3	32,7	46,2
	4	3,58	0,586	0,486	179,0	29,3	24,3	268,5	44,0	36,5
	5	4,52	0,740	0,354	226,1	37,0	17,7	339,1	55,5	26,5
$a_D = 60$ dB, $a_u = 30$ dB	1	0,939	0,0633	0,939	46,9	3,16	46,9	70,4	4,75	70,4
	2	1,88	0,127	0,879	94,1	6,34	44,0	141,1	9,52	66,0
	3	2,83	0,191	0,819	141,4	9,53	41,0	212,1	14,3	61,5
	4	3,78	0,255	0,759	188,9	12,7	38,0	283,3	19,1	57,0
	5	4,73	0,319	0,699	236,6	16,0	35,0	354,9	23,9	52,4

4. Considerazioni di progetto della rete di distribuzione.

Il progetto di una rete di distribuzione di segnali deve usualmente tener conto di alcune condizioni, delle quali le più importanti sono le seguenti:

a) minima attenuazione fra la linea di distribuzione del segnale e quella di diramazione;

b) buon disaccoppiamento fra le linee di diramazione che si dipartono da uno stesso ripartitore o da ripartitori diversi;

c) livello costante del segnale sulle linee di diramazione e quindi anche presso gli utenti, se le lunghezze delle linee di diramazione sono tutte uguali.

Le prime due condizioni sono, com'è ovvio, in antitesi fra di loro e di solito si prescrive di soddisfare la seconda quando si tratta di ripartitori, mentre si soddisfa la prima quando si tratta di divisori di potenza.

La terza condizione, poi, richiede che si adotti un valore minore per l'attenuazione d'utente (e quindi anche per quella di disaccoppiamento a cui essa è legata) per i ripartitori lontani rispetto a quelli vicini all'amplificatore che alimenta la rete. Dipende comunque dalle esigenze dell'utilizzatore il dover verificare questa condizione in modo più o meno stretto. Più precisamente, indicando con k il generico ripartitore e con $k+1$ quello successivo nel senso in cui si propaga il segnale, deve essere verificata la seguente relazione:

$$[27] \qquad a_{u(k)} - a_{u(k+1)} = a_c + a_{p(k)}\,,$$

essendo a_c l'attenuazione del cavo che collega i due ripartitori. Dalla [27] si osserva quindi che l'attenuazione d'utente a_u relativa al ripartitore $k+1$ deve essere minore di quella relativa al ripartitore k della quantità riportata a secondo membro.

Per questo motivo la minima attenuazione di disaccoppiamento a_D richiesta va imposta per il ripartitore passante o la coppia di ripartitori passanti che si trovano alla massima distanza dall'amplificatore. Se il ripartitore passante ha due o più diramazioni ($n \geq 2$), la minima attenuazione d'utente si ricava dal valore di a_D minimo mediante la [8] o la [20], secondo che l'adattamento sia soltanto nel senso di propagazione del segnale oppure in entrambi i sensi.

Se invece il ripartitore ha una sola diramazione ($n = 1$), l'attenuazione di disaccoppiamento assume l'espressione seguente:

$$[28] \qquad a_D = a_{u(k)} + a_{u(k+1)} + a_c + a_{p(k)}\,.$$

Poiché a_u e a_p sono fra di loro dipendenti, come si osserva dalle relazioni [7] e [17'], dalle [27] e [28] si possono ricavare i valori di $a_{u(k)}$ e $a_{u(k+1)}$, essendo noti a_D, a_c e $n = 1$. Infatti ricavando $a_{u(k+1)}$ dalla [27] e sostituendo nella [28], si ha:

$$a_D = 2a_{u(k)}\,;$$

quindi nel caso di $n = 1$ si ottiene:

$$[29] \qquad a_{u(k)} = a_D/2\,,$$

$$[30] \qquad a_{u(k+1)} = a_{u(k)} - a_{p(k)} - a_c\,.$$

5. Esempio.

Per meglio illustrare i procedimenti di calcolo precedentemente esposti, si consideri la rete di distribuzione costituita da nove ripartitori passanti ed uno terminale, a ciascuno dei quali siano collegati due diramazioni (o utenti, come indicato in figura 9. I ripartitori siano del tipo con adattamento in entrambi i sensi di propagazione del segnale. Sia richiesta una attenuazione di disaccoppiamento $a_D = 46$ dB; quindi per il ripartitore n. 10 (fig. 9), si ha: $a_{u(10)} = 23$ dB e dalla Tabella V si ricavano i corrispondenti valori delle resistenze che costituiscono la rete. Per il ripartitore n. 9, applicando la [27] si ha:

$$a_{u(9)} - a_{p(9)} = a_c + a_{u(10)}\,.$$

Se $a_c = 0{,}4$ dB, si ricava: $a_{u(9)} - a_{p(9)} = 23{,}4$ dB; questa relazione può essere così riscritta:

$$\frac{a_{u(9)}}{a_{p(9)}} = 14{,}8\,.$$

I valori di $a_{u(9)}$ e $a_{p(9)}$ si possono ricavare per mezzo della [17'] oppure mediante la curva $n = 2$ di figura 8; si ottiene:

$$a_{u(9)} = 21{,}3\,, \qquad a_{p(9)} = 1{,}44\,;$$

procedendo in modo analogo si possono ricavare i valori riportati nella Tabella VI. Dai valori di a_u e a_p così ricavati si possono calcolare i corrispondenti valori delle resistenze R_{mp}, R_{ms}, R_{n1}, R_{n2} per i vari ripartitori. È stato messo a punto un programma per l'elaboratore 1130 dell'IEN per ottenere i valori delle attenuazioni e delle resistenze suddette essendo dati a_D, a_u e a_k.

Per completare l'esempio, si consideri che la rete di distribuzione così calcolata sia parte di un impianto centralizzato d'antenna costituito da due reti di distribuzione di questo tipo, alimentate da un unico amplificatore d'antenna tramite un divisore di potenza del tipo riportato in figura 2. Dalla Tabella II si ricava che in questo caso ($m = 2$) l'attenuazione, introdotta dal divisore di potenza è di 9,5 dB; se si considera che l'attenuazione dei cavi dall'uscita dell'amplificatore fino al primo ripartitore sia di 1,5 dB e che l'attenuazione del cavo che collega ciascun ripartitore alla presa d'utente sia di 1 dB, si ricava che l'attenuazione totale dall'uscita dell'amplificatore alla presa di ciascun utente è di: 40 + 9,5 + 1,5 + 1 = 52 dB.

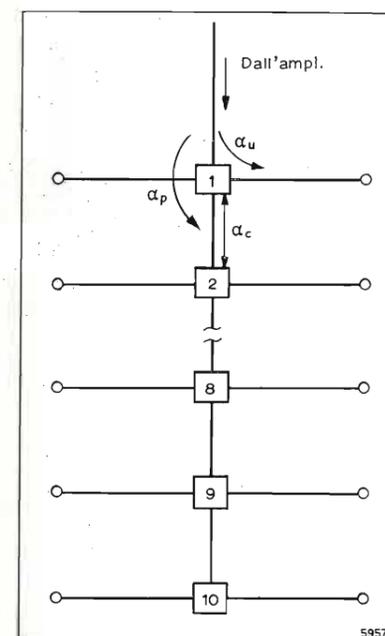



Fig. 9. — Esempio di rete di distribuzione con 10 ripartitori aventi due diramazioni ciascuno ($n = 2$).

TABELLA VI

k	$\frac{a_u}{a_p}$	a_u	a_p	a_u (dB)	a_p (dB)
10	—	14,1	—	23,0	—
9	14,8	21,3	1,44	26,6	3,15
8	22,2	29,1	1,31	29,3	2,32
7	30,5	37,5	1,23	31,5	1,81
6	38,2	46,5	1,18	33,4	1,47
5	48,8	56,1	1,15	35,0	1,22
4	58,7	66,1	1,13	34,4	1,04
3	70,2	76,8	1,11	37,7	0,89
2	80,3	88,0	1,09	38,9	0,78
1	92,1	99,7	1,08	40,0	0,69

Quindi con una tensione di uscita dell'amplificatore di 1 V si ottiene una tensione di circa 2,5 mV alla presa di ciascun utente.

Se invece l'amplificatore è in grado di alimentare direttamente le due reti in parallelo, l'attenuazione totale risulta soltanto di 40 + 1,5 + 1 = 42,5 dB; quindi con una tensione di uscita dell'amplificatore di 1 V si ottiene una tensione di circa 7,5 mV alla presa di ciascun utente.

Si ringraziano vivamente i professori C. Egidi, E. Nano e C. Beccari per l'accurata revisione del presente lavoro.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris

APPENDICE 1 — DIVISORE DI POTENZA CON ADATTAMENTO IN ENTRAMBI I SENSI DI PROPAGAZIONE DEL SEGNALE.

Con riferimento al circuito di figura 2, il calcolo di R_s e R_p si esegue imponendo le condizioni di adattamento all'entrata e all'uscita per ciascuna cella:

$$[31] \qquad Z_i = mZ_o,$$

$$[32] \qquad Z_u = Z_o,$$

dove:

$$[33] \qquad Z_i = R_s + \frac{R_p\, Z_o}{R_p + Z_o}\,.$$

$$[34] \qquad \frac{1}{Z_u} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_s + \dfrac{1}{\dfrac{1}{Z_o} + \dfrac{m-1}{mZ_o}}}\,.$$

Nel calcolo dell'impedenza d'uscita Z_u occorre tenere conto che la cella è chiusa all'entrata su un'impedenza che è il parallelo dell'impedenza Z_o della sorgente e delle impedenze d'entrata di tutte le altre ($m-1$) celle.

Da queste relazioni con semplici passaggi si deducono le [2]. Analogamente si deduce l'attenuazione a fra la tensione d'entrata V_e e quella d'uscita V_u della cella, la quale rappresenta anche l'attenuazione fra la

potenza $P_e = V^2_e/Z_o$ che è presente all'entrata del divisore di potenza e la potenza $P_u = V^2_u/Z_o$ che giunge a ciascuna diramazione.

APPENDICE 2 — RIPARTITORE ADATTATO SOLTANTO NEL SENSO IN CUI SI PROPAGA IL SEGNALE DESIDERATO.

a) *Ripartitore passante.* Con riferimento al circuito di figura 3, si rileva che la condizione d'adattamento all'entrata è:

$$[35] \qquad Z_i = Z_o = \frac{(R_m + Z_o)\,(R_n + Z_o)/n}{R_m + Z_o + (R_n + Z_o)/n} .$$

Per determinare R_m e R_n occorre anche imporre una seconda condizione, ad esempio il disaccoppiamento a_D. Per semplicità di calcolo è però preferibile ricavare R_m e R_n in funzione di a_u e a_p, così definite:

$$[36] \qquad \frac{1}{a_u} = \frac{V_u}{V_e} = \frac{Z_o}{Z_o + R_n} ,$$

$$[37] \qquad \frac{1}{a_p} = \frac{V'}{V_e} = \frac{Z_o}{Z_o + R_m} .$$

Si ottengono così le relazioni [4] e [5] riportate in precedenza. Per dedurre invece le relazioni che legano a_D con a_u e a_p occorre far riferimento al circuito di figura 10, dal quale si ottiene:

$$[38] \qquad \frac{1}{a_D} = \frac{V_u}{V_d} = \frac{Z_o}{R_n + Z_o} \cdot \frac{\dfrac{1}{\dfrac{1}{Z_o} + \dfrac{1}{R_m + Z_o} + \dfrac{n-1}{R_n + Z_o}}}{R_n + \dfrac{1}{\dfrac{1}{Z_o} + \dfrac{1}{R_m + Z_o} + \dfrac{n-1}{R_e + Z_o}}} .$$

Ricordando le [36] e [37], dalla [35] si ottengono le [7]; quindi si deducono le [8] e [9] precedenti.

b) *Ripartitore terminale.* I calcoli relativi si svolgono in modo del tutto simile al ripartitore passante, osservando che in questo caso si ha: $R_t = R_m + Z_o$. Si deducono perciò la [4] e la [6] imponendo ancora le condizioni relative all'adattamento all'entrata e ai valori richiesti di a_u, a_p e a_D.

APPENDICE 3 — RIPARTITORE ADATTATO IN ENTRAMBI I SENSI DI PROPAGAZIONE DEL SEGNALE.

a) *Ripartitore passante.* Con riferimento al circuito di figura 6, ridisegnato in figura 11, si osserva che le condizioni d'adattamento sono le seguenti:

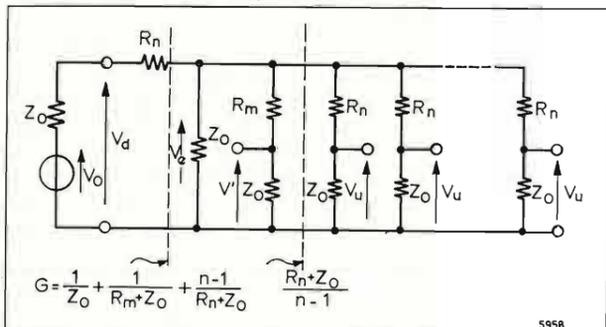



Fig. 10. — Circuito per il calcolo di a_D del ripartitore passante adattato soltanto nel senso in cui si propaga il segnale desiderato.

$$[39] \qquad Z_o = \frac{Z_{Le} \cdot \dfrac{Z_{Te}}{n}}{Z_{Le} + \dfrac{Z_{Te}}{n}}$$

$$[40] \qquad Z_{Lu} = Z_o$$

$$[41] \qquad Z_{Tu} = Z_o$$

dove Z_{Le}, Z_{Lu}, Z_{Te}, Z_{Tu} sono rispettivamente le impedenze d'entrata e d'uscita delle celle a L ed a T, così calcolate:

$$[42] \qquad Z_{Le} = R_{ms} + \frac{R_{mp} \cdot Z_o}{R_{mp} + Z_o}$$

$$[43] \qquad Z_{Lu} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_{mp}} + \dfrac{1}{R_{ms} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{Z_o} + \dfrac{n}{Z_{Te}}}}}$$

$$[44] \qquad Z_{Te} = R_{n_1} + \frac{R_{n_2}(R_{n_3} + Z_o)}{R_{n_2} + R_{n_3} + Z_o}$$

$$[45] \qquad Z_{Tu} = R_{n_3} + \frac{R_{n_2}(R_{n_1} + Z)}{R_{n_2} + R_{n_1} + Z}$$

con:

$$[46] \qquad Z = \frac{1}{\dfrac{1}{Z_o} + \dfrac{1}{Z_{Le}} + \dfrac{n-1}{Z_{Te}}} = \frac{Z_o\, Z_{Te}}{2Z_{Te} - Z_o}$$

Dal circuito di figura 11, si possono calcolare a_p e a_u. Si ha:

$$[47] \qquad \frac{1}{a_p} = \frac{V'}{V_e} = \frac{R_{mp} \cdot Z_o}{R_{mp} + Z_o} \, \frac{1}{Z_{Le}} ,$$

$$[48] \qquad \frac{1}{a_u} = \frac{V_u}{V_e} = \frac{Z_o}{R_{n_3} + Z_o} \, \frac{Z_{Te} - R_{n_1}}{Z_{Te}} .$$

R_{mp} e R_{ms} possono essere calcolati dalle [42] e [43], ricavando preventivamente Z_{Le} dalla [47] e Z_{Te} dalla [39]. Svolgendo i calcoli si ottengono le [12] e [13].

R_{n_1}, R_{n_2} e R_{n_3} possono, invece, essere calcolati dalle [44], [45] e [48], ricavando preventivamente Z_{Le} dalla [47]. Svolgendo i calcoli si ottengono le [14], [15] e [16].

Il disaccoppiamento a_D si ottiene calcolando il rapporto fra la tensione V_d presente ai capi del carico Z_o presso l'utente disturbante (v. fig. 12) e la tensione V_u presso l'utente disturbato collegato allo stesso ripartitore:

$$a_D = \frac{V_d}{V_u} = \frac{V_d}{V_e}\,\frac{V_e}{V_u} = \frac{V_d}{V_e}\, a_u .$$

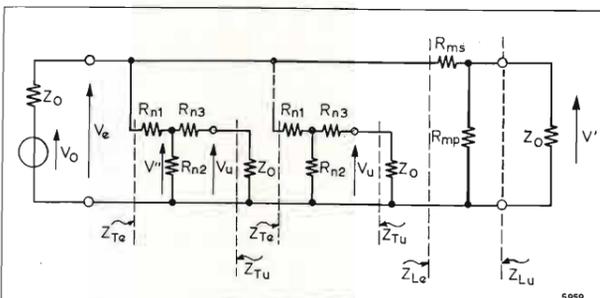



Fig. 11. — Circuito per il calcolo del ripartitore passante adattato in entrambi i sensi di propagazione del segnale.

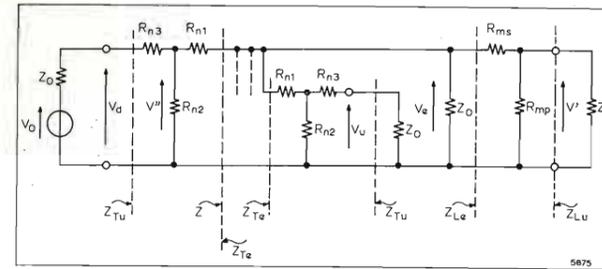



Fig. 12. — Circuito per il calcolo di a_D del ripartitore passante adattato in entrambi i sensi di propagazione del segnale.

V_d/V_e rappresenta l'attenuazione inversa la quale, si dimostra, è ancora uguale ad a_u. Infatti:

$$[49] \qquad \frac{V_e}{V_d} = \frac{V_e}{V''}\,\frac{V''}{V_d} = \frac{Z}{R_{n_1} + Z}\,\frac{Z_o - R_{n_3}}{Z_o} .$$

Sostituendovi le espressioni di Z, R_{n_1} e R_{n_3} si ricava che l'attenuazione inversa è uguale ad a_u. Quindi si ottiene:

$$[50] \qquad a_D = a^2_u .$$

b) *Ripartitore terminale.* In questo caso le condizioni d'adattamento sono le seguenti:

$$[51] \qquad Z_{Te} = n\, Z_o ,$$

$$[52] \qquad Z_{Tu} = Z_o ,$$

dove:

$$[53] \qquad Z_{Te} = R_{n_1} + \frac{R_{n_2}(R_{n_3} + Z_o)}{R_{n_2} + R_{n_3} + Z_o} ,$$

$$[54] \qquad Z_{Tu} = R_{n_3} + \frac{R_{n_2}(R_{n_1} + Z)}{R_{n_2} + R_{n_1} + Z} \qquad \text{con:}$$

$$[55] \qquad Z = \frac{Z_o\, \dfrac{Z_{Te}}{n-1}}{Z_o + \dfrac{Z_{Te}}{n-1}} = \frac{n\, Z_o}{2n - 1} .$$

La riduzione di tensione verso l'utente a_u è data da:

$$[56] \qquad \frac{1}{a_u} = \frac{V_u}{V_e} = \frac{Z_o}{R_{n_3} + Z_o}\,\frac{Z_{Te} - R_{n_1}}{Z_{Te}} .$$

Dalle [51], [52] e [56] si deducono le espressioni di R_{n_1}, R_{n_2} e R_{n_3} riportate in precedenza, cioè le [21], [22] e [23]. Il disaccoppiamento a_D risulta anche in questo caso pari ad a^2_u, come si può dedurre impostando il calcolo in modo analogo a quello del ripartitore passante. (1684)

BIBLIOGRAFIA

1. - C. EGIDI: *Antenne fittizie per misure sui ricevitori a onde metriche.* « Bollettino Tecnico PTT », n. 3, 1960, pp. 66-101.

2. - A. CERUTTI: *Tutto sulla ricezione in UHF.* « Notizie RAI », n. 7, luglio 1961, pp. 8-36.

3. - *Invito alla TV.* RAI - Radiotelevisione Italiana (Servizio Propaganda).

4. - *Impianti centralizzati.* RAI - Servizio assistenza tecnica abbonati.

GENERATORE DELLE COORDINATE TEMPORALI DEI BIT ERRATI PER PROVE DI TRASMISSIONE DATI

SILVIO BERTOSSA, FAUSTO PANCIROLI (*)

SOMMARIO — Viene descritto un nuovo dispositivo realizzato allo scopo di determinare le coordinate temporali dei bit errati rivelati durante prove di trasmissione dati a varie velocità comprese fra 600 e 64.000 Baud. Se ne illustrano in particolare le prestazioni ed i vari tipi di segnali da esso formati nelle varie situazioni, normali ed anomale che possono intervenire in una campagna di prove. Una descrizione dei circuiti e del loro funzionamento ne mette in evidenza le caratteristiche tecniche.

SUMMARY — ***Bit error time coordinate generator for data transmission tests.*** *This paper describes a new device, designed on the aim of determining the time coordinates of errors detected during data transmission tests at various operating speeds between 600 and 64.000 Baud. The device features and the code used to process input data, giving said coordinates as well as more useful informations, both in normal and troubled conditions, are illustrated. A description of the circuits and their operation mode gives some details on the technical characteristics of the device.*

1. Generalità.

La qualità dei collegamenti di trasmissione dati (T.D.) dipende da diversi fattori, alcuni legati alle caratteristiche del collegamento (ad esempio distorsioni) ed altri influenzati da cause esterne (ad esempio disturbi impulsivi).

A seconda del tipo e della durata dei disturbi, gli errori possono presentarsi in vari modi e si possono avere bit errati singoli o multipli, e questi possono presentarsi in successione l'uno di seguito all'altro oppure distanziati da uno o più bit non errati. Il solo tasso di errore è quindi un'informazione globale che non consente di mettere in evidenza le caratteristiche dei gruppi di errori provocati dai vari tipi di disturbo; per altre informazioni si richiede un tipo di analisi che non si può ottenere con gli apparecchi di registrazione attualmente disponibili sul mercato. Dato che una conoscenza più approfondita delle modalità di ricorrenza degli errori risulta essenziale ai fini della definizione di un eventuale codice correttore e rivelatore di errori, si è esaminata la possibilità di completare la strumentazione esistente realizzando un dispositivo che consenta di analizzare e registrare nelle prove di trasmissione dati su linee di telecomunicazione di tipo analogico e numerico, oltre che la presenza anche la posizione dei bit errati entro blocchi pseudo-casuali di bit.

Il dispositivo realizzato a tale scopo, che sarà chiamato BED 72 (1), prevede di registrare su nastro perforato, oppure su nastro magnetico, gli errori rilevati in un collegamento per la trasmissione dati, con la loro posizione nel tempo, in modo da fornire un supporto per una successiva elaborazione da parte di un calcolatore elettronico. Esso pertanto deve essere impiegato abbinato, oltre che ad un adatto registratore, anche ad un dispositivo per la misura del tasso di errore (bit error rate) corrispondente alle Raccomandazioni del CCITT.

Quest'ultimo dispositivo, come è noto, incorpora un trasmettitore di sequenze pseudo-casuali di bit costituite da blocchi uguali di 511 bit, ed un ricevitore-analizzatore che confronta i bit ricevuti con quelli ricostruiti da un proprio generatore interno, identico a quello del trasmettitore e con esso sincronizzato.

Il ricevitore è dotato generalmente di due contatori: uno per il conteggio dei bit errati, l'altro per il conteggio dei blocchi errati (ossia contenenti uno o più bit errati). Per essere usato con il BED 72 è necessario che il ricevitore-analizzatore gli fornisca tre criteri: uno di « Clock », uno di « Inizio Blocco » ed uno di « Bit errato ».

Nella prima campagna di misure eseguita con il BED 72 esso è stato abbinato ad un dispositivo di prova per trasmissione dati della SIT-Siemens denominato « Data-Tester ».

Sulla scorta delle tre informazioni fornite dal Data-Tester, il dispositivo costruisce un messaggio che individua le coordinate temporali degli errori e le trasmette al perforatore od al registratore magnetico; ciò dopo aver memorizzato temporaneamente tali coordinate allo scopo di sopperire all'insufficiente velocità di perforazione o di registrazione in confronto alla velocità di rilevazione degli errori che si presentino raggruppati in pacchetti.

2. Prestazioni e struttura dei messaggi.

Come si è visto, la funzione principale del dispositivo descritto è quella di formare i messaggi che individuano le coordinate temporali dell'errore e trasmetterle ordinatamente al registratore.

(*) Dott. ing. Silvio Bertossa e dott. ing. Fausto Panciroli della SIRTI - Milano.

Dattiloscritto pervenuto il 29 gennaio 1974.

(1) All'apparecchio è stata infatti attribuita la sigla BED 72 (Bit Error Digitizer 1972).

Dato che il registratore (sia esso magnetico od elettromeccanico) registra gruppi di 8 bit di informazione, chiamati in seguito « caratteri » (oltre ad eventuali bit di controllo), e dato il massimo numero di cifre binarie che si è ritenuto di dover registrare si è pensato di formare i messaggi combinando tra loro quattro gruppi di 8 bit.

Dei 32 bit a disposizione, 9 servono a caratterizzare la posizione del bit errato nel blocco di 511 e 17 si sono ritenuti sufficienti al conteggio dei blocchi in quanto consentono di individuare univocamente in base binaria tutti i blocchi ricevuti in un quarto d'ora anche alla velocità massima di 64 kb/s. Dei rimanenti 6 bit, i quattro primi di ciascuna delle quattro righe servono a caratterizzare in codice il tipo di messaggio; due bit rimangono liberi nell'ultima riga e vengono posti uguali ad 1.

Dato che lo scopo di questi rilievi è quello di registrare gli errori si è pensato di ridurre a circa il 50% l'impegno del perforatore in presenza di pacchetti di errori, segnalando gli errori successivi al primo, in ciascun blocco, con due soli caratteri, anziché con quattro, dato che il blocco è già individuato dal primo errore. Il riconoscimento del segnale di errore è consentito dalla presenza del codice 1110, oppure 10, sulla prima colonna del formato.

Il dispositivo deve inoltre formare messaggi speciali atti a fornire tutte le informazioni che definiscono una prova, od a segnalare qualsiasi anomalia che si verifichi nel corso della prova stessa. Questi segnali sono tutti più semplici di quelli relativi al primo errore di un blocco.

Qui di seguito vengono elencati tutti i messaggi che sono stati previsti nel caso di impiego di un perforatore:

1 - sovraccarico (overflow) delle memorie;

2 - fine quarto d'ora di prova;

3 - inizio quarto d'ora;

4 - perdita sincronismo;

5 - mancanza segnale di « inizio blocco »;

6 - mancanza segnale marcatempo (clock);

7 - inizio prova;

8 - fine prova;

9 - fine nastro;

10 - prova perforatore.

I primi sei vengono generati automaticamente: è prevista tuttavia la possibilità di generarli anche mediante comando manuale, allo scopo di verificare il corretto funzionamento del dispositivo; i restanti quattro possono essere generati solo manualmente.

Il comando di « prova perforatore », in particolare, offre la possibilità di generare una sequenza di caratteri di prova che permetta un controllo visivo e immediato dell'efficienza del perforatore. I messaggi speciali sono costituiti da quattro caratteri riconoscibili per la presenza, su ciascuno, di un 1 (perforazione) in corrispondenza del primo bit, mentre nella prima riga è contenuto il codice che individua il tipo di informazione o anomalia da segnalare; i restanti bit vengono utilizzati per fornire, quando è necessario, ulteriori indicazioni.

Per quanto riguarda il « fine quarto d'ora » e l'« inizio quarto d'ora » è opportuno ricordare che, in accordo con quanto previsto dal CCITT, ogni prova di trasmissione dati viene spezzata in prove parziali della durata di un quarto d'ora. Il dispositivo è in grado di segnalare automaticamente sia la fine di ognuna di queste prove parziali, sia l'inizio di quella successiva: nel primo caso, come informazione aggiuntiva, fornisce il totale dei blocchi ricevuti nel quarto d'ora, nel secondo caso il totale dei quarti d'ora (con possibilità di conteggio fino a 128).

I segnali di « inizio prova » e « fine prova », viceversa, possono essere generati solo con comando manuale da pannello ed hanno lo scopo di caratterizzare una serie di « quarti d'ora » omogenei, relativi cioè a prove eseguite sulla stessa linea di trasmissione in uguali condizioni di velocità e così via.

La figura 1 rappresenta un campione di nastro perforato col procedimento esposto: il primo bit a destra in ogni riga è quello meno significativo (peso $2^0 = 1$) mentre gli altri verso sinistra hanno pesi crescenti con le potenze di 2. Solo l'ottavo bit, il primo a sinistra, è riservato per la codificazione (a gruppi di 4 o di 2) del significato dei segnali.

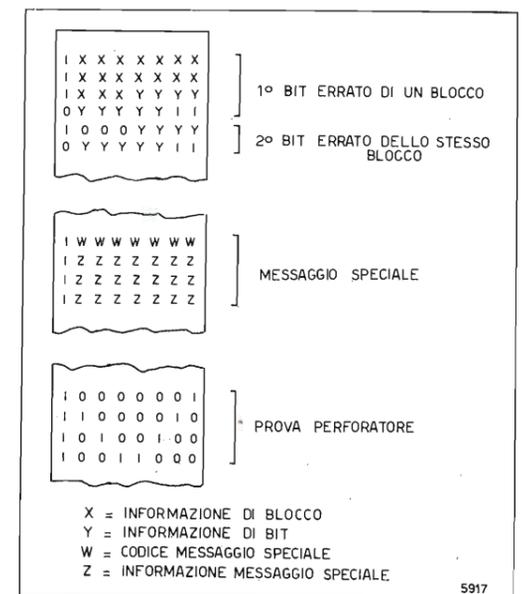



Fig. 1. — Struttura del messaggio su nastro perforato.

Il dispositivo può funzionare ad una qualsiasi velocità di trasmissione compresa fra quelle previste dal CCITT, vale a dire 600, 1200, 2400, 4800, 9600 bit/s su un canale telefonico da 300 a 3400 Hz, 48000 bit/s su un gruppo di 12 canali telefonici ed inoltre alle velocità di 24.000 bit/s per trasmissione asincrona su canale PCM e 64000 bit/s per trasmissione sincrona su canale PCM. Esso inoltre comanda la velocità di perforazione del perforatore, che può essere scelta fra 60, 90 e 120 caratteri/s.

Infine, allo scopo di controllare il corretto funzionamento della apparecchiatura e del perforatore, è stata prevista la possibilità di collegarsi, anziché al « Data-Tester », ad un circuito interno che genera i criteri di clock, inizio blocco e di bit errato in posizione fissa all'interno del blocco.

3. Descrizione funzionale: schema a blocchi.

In figura 2 è riportato uno schema che indica come è stato realizzato il dispositivo di registrazione, su nastro perforato, delle coordinate temporali dei bit errati.

Sulla base delle informazioni che giungono dal Data-Tester o, in alternativa, dal circuito interno di simulazione del Data - Tester, un Formatore Segnali provvede a trasmettere ad una Unità di Controllo un segnale che può essere di allarme (mancanza del clock, ecc.), di servizio (ad esempio fine quarto d'ora), oppure può essere il segnale di errore. Come si è avuto modo di ricordare, tali segnali, quando generati manualmente, giungono direttamente alla Unità di Controllo, dal pannello dei comandi. L'Unità di Controllo, a sua volta, comanda il trasferimento in Memoria delle informazioni in quel momento presenti sulle uscite del Formatore Caratteri (costituito essenzialmente dai contatori di bit e di blocco), selezionandole in successione opportuna attraverso l'Unità di Entrata nella Memoria.

Nell'eventualità che siano presenti all'entrata due o più segnali contemporaneamente, l'Unità di Controllo li tratta uno alla volta, secondo una priorità programmata.

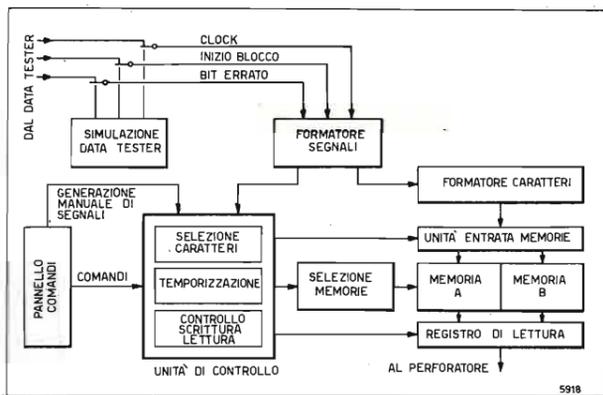



Fig. 2. — Generatore delle coordinate temporali dei bit errati. Schema a blocchi.

La Memoria è divisa in due parti uguali, ciascuna della capacità di 256 caratteri da 8 bit: mentre la prima parte è abilitata alla scrittura delle informazioni presenti sull'Unità di Entrata, la seconda trasferisce il suo contenuto al Perforatore e viceversa.

Gli indirizzi delle due Memorie vengono forniti da un Contatore di Scrittura, che avanza quando c'è un segnale, e da un Contatore di Lettura che viene fatto avanzare dal clock di perforazione, ambedue contenuti nell'Unità di Controllo.

Al termine di ogni ciclo di scrittura le due Memorie si scambiano la funzione, a condizione che la seconda abbia già terminato la lettura dei suoi dati verso il Perforatore; in caso contrario si ha l'allarme per sovraccarico (overflow), con la conseguente perforazione su nastro di quattro caratteri, che portano, tra l'altro, l'indicazione del blocco in corrispondenza del quale si è verificata questa anomalia.

Completano la struttura una Unità di Selezione che gestisce lo scambio di funzione tra le due Memorie, ed un Registro di Lettura che realizza le operazioni comandate dalla Unità di Controllo in uscita verso il Perforatore.

4. Descrizione circuitale.

Le figure 3, 4 e 5 rappresentano il Generatore delle coordinate temporali dei bit errati con maggiori dettagli circuitali.

4.1 Unità di controllo

La figura 3, in particolare, prende in esame il blocco di Temporizzazione ed il blocco di Selezione Caratteri. Il primo di questi consiste in un circuito per la generazione di un clock interno, ad onda quadra, di periodo pari a 250 ns, da cui si ottengono, per successiva divisione di frequenza e decodifica, tutte le forme d'onda necessarie al funzionamento delle varie parti circuitali. La figura 6 riporta le forme d'onda di uscita del temporizzatore. Nella prima riga è indicata l'onda quadra (marcatempo o clock) con periodo

Fig. 3. — Temporizzazione e unità di selezione caratteri.

Fig. 4. — Formatore caratteri e unità di entrata alle memorie.

Fig. 5. — Circuiti di scrittura e lettura delle memorie.

$\tau = 250$ ns; nella seconda riga $B = 4$ - determina la ripartizione del tempo di scrittura tra i quattro caratteri dei vari segnali; terza riga: $C = 8\,\tau$ interdice la scrittura dei due primi caratteri nel caso di bit errati successivi al primo; W sono gli impulsi di scrittura in memoria ed AV sono gli impulsi per l'avanzamento del contatore di scrittura. Per semplicità non sono invece rappresentati l'impulso di avanzamento del Contatore di Lettura (AVR) e il clock per il Perforatore (CP).

Il blocco di Selezione Caratteri svolge essenzialmente tre funzioni:

— seleziona uno solo dei segnali in entrata provenienti dal Formatore Segnali o dal Pannello Comandi, secondo una priorità prefissata, nell'eventualità che due o più di questi si presentino contemporaneamente (ad es. segnale di errore o di sovraccarico);

— attraverso la memorizzazione dello stato di entrata riduce la durata del segnale a 2 μs, necessario per consentire la scrittura in memoria di soli quattro caratteri.

È il caso di ricordare, per altro, che i segnali in entrata non hanno la stessa durata: quelli manuali ovviamente hanno una durata aleatoria dell'ordine, comunque, almeno del secondo; quelli generati automaticamente durano mezzo tempo di bit, quindi da un minimo di 7,8 μs (velocità di trasmissione 64 kb/s) ad un massimo di 830 μs (600 bit/s) mentre l'inizio quarto d'ora, essendo generato internamente, dura in ogni caso 4 μs;

— fornisce all'Unità di Entrata Memorie, tramite la memoria di sola lettura ROM (Read Only Memory), le indicazioni necessarie per la scelta dei quattro caratteri corrispondenti al segnale in esame.

4.2. Scrittura e lettura delle memorie

Per meglio comprendere il funzionamento dei vari blocchi circuitali, rappresentati nelle figure 4 e 5, conviene prendere in esame un caso pratico: si supponga di essere in presenza del criterio di errore che rende attiva l'entrata 1 del Circuito di Priorità, e sia questo il primo errore del blocco che in quel momento il Data-Tester sta ricevendo. Corrispondentemente nella Memoria A o B devono essere scritti i seguenti quattro caratteri:

1	x	x	x	x	x	x	x
1	x	x	x	x	x	x	x
1	x	x	x	y	y	y	y
0	y	y	y	y	y	1	1

dove con x vengono indicate le 17 cifre binarie del contatore di blocco, con y le 9 cifre del contatore di bit; i due bit sovrabbondanti, come detto, vengono posti uguali ad 1.

All'Unità di Entrata, pertanto, deve arrivare dalla ROM, tramite Decodificatore, l'abilitazione in successione delle prime quattro porte di destra (fig. 4); ciò si ottiene leggendo le quattro celle di ROM corrispondenti al segnale in esame. Infatti ad ogni segnale in entrata corrispondono quattro celle di ROM.

L'indirizzo per la lettura delle quattro celle della ROM, che è una memoria di 64 caratteri da 8 bit, viene ottenuto dal segnale di entrata codificato in base binaria ed utilizzato in unione ai tempi B e C; nel caso esaminato le celle indirizzate forniscono le parole:

0 0 1 = abilitazione 1ª porta
0 1 0 = » 2ª »
0 1 1 = » 3ª »
1 0 0 = » 4ª »

che rappresentano in base binaria, come indicato, le abilitazioni desiderate.

Lo stesso segnale di errore non codificato, attraverso il blocco di Abilitazione Scrittura in Memoria, dà luogo a quattro impulsi di scrittura (W) e di avanzamento del contatore (AV) (si vedano anche le figure 5 e 6).

Nel caso di errori successivi al primo errore del blocco, viene eliminata la prima metà dell'Abilitazione Scrittura in Memoria (segnale C di fig. 6) interdicendo in tal modo il passaggio dei primi 2 impulsi di W e AV e consentendo invece la scrittura in memoria soltanto del terzo e del quarto carattere, che contengono la sola indicazione relativa alla posizione del bit errato all'interno del blocco. Un qualsiasi segnale speciale, viceversa, abilita sempre la registrazione di quattro caratteri.

Nelle figure 5 e 7 viene illustrato il funzionamento delle memorie A e B.

All'inizio di ogni prova il Multivibratore bistabile di tipo T è azzerato (uscita = 0), in queste condizioni

Fig. 6. — Forme d'onda di temporizzazione.

Fig. 7. — Controllo scrittura e lettura delle memorie.

gli indirizzi forniti dal contatore di scrittura e l'impulso W vengono deviati sulla memoria A, mentre l'uscita verso il perforatore è interdetta dal Multivibratore bistabile S-R, anch'esso nella situazione di uscita = 0.

Nella figura 5 il blocco di Selezione Memorie è indicato schematicamente per semplicità con un deviatore meccanico comandato dal bistabile T.

Con il procedere della prova il contatore di scrittura avanza mano a mano che arrivano caratteri da registrare e, giunto al termine del conteggio, fa commutare il bistabile T che quindi passa da 0 a 1 e fa passare sempre in 1 il bistabile S-R: il primo commuta l'impulso W e gli indirizzi di scrittura su B e quelli di lettura su A, il secondo abilita l'avanzamento del Contatore di Lettura e le uscite verso il Perforatore.

Il Fine Conteggio Lettura fa passare il bistabile S-R nella posizione 0, bloccando di nuovo l'uscita.

Un successivo Fine Conteggio Scrittura fa commutare in 0 l'uscita di T consentendo di nuovo la scrittura nella Memoria A e la lettura di B.

Il flusso dei caratteri all'entrata della memoria è ovviamente discontinuo dipendendo dalla presenza di bit errati o di situazioni anomale sul collegamento di trasmissione dati. Pertanto ogni fase di scrittura comporta la registrazione in memoria di 256 caratteri; la sua durata, tuttavia, varierà in generale di volta in volta. La durata della fase di lettura, viceversa, è imposta dalla velocità del perforatore ed è quindi costante.

5. Applicazioni.

In figura 8 è riportato uno schema a blocchi che illustra la strumentazione richiesta per effettuare le registrazioni nelle prove di trasmissione dati su circuiti telefonici. Si nota:

— un terminale A comprendente un generatore di sequenze pseudo-casuali di 511 bit ed un modem di trasmissione;

— una linea telefonica;

— un terminale B comprendente un modem di ricezione, un ricevitore di sequenze pseudo-casuali di 511 bit e rivelatore di errori, il dispositivo descritto per la registrazione delle coordinate temporali dei bit errati ed in uscita da questo le due possibili soluzioni:

a) con perforatore di nastro;

b) con registratore digitale a nastro magnetico.

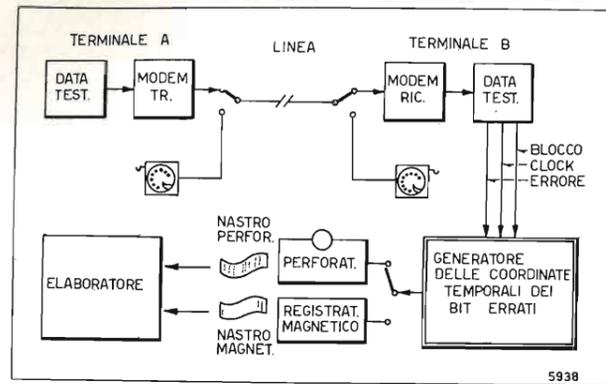



Fig. 8. — Esempio di collegamento fra le apparecchiature per il rilievo dei bit errati.

Le registrazioni su nastro perforato o su nastro magnetico (che, come è stato spiegato sono già in forma binaria) sono destinate a formare i segnali di entrata di un elaboratore.

Mediante opportuni programmi è possibile ottenere dall'elaboratore sia una presentazione sotto forma grafica della distribuzione temporale degli errori, sia un'elaborazione statistica che metta in evidenza le caratteristiche che possono interessare per particolari studi: durata dei burst e loro distanza, numero dei bit errati per burst e loro distanza media, ecc.

Generatore delle coordinate temporali dei bit errati sul quale sono collocati un « data tester » a sinistra e un registratore a nastro magnetico, a destra.

RINGRAZIAMENTO

Gli Autori ringraziano il CSELT (Centro Studi e Laboratori di Telecomunicazioni del Gruppo STET) presso il quale i tecnici della SIRTI hanno realizzato l'apparecchio, ed in particolare l'ing. Artom per i preziosi suggerimenti ricevuti nell'impostazione del problema.

(1669)

SPETTRO DI POTENZA DI UNA PORTANTE SINUSOIDALE MODULATA IN FREQUENZA DAL SEGNALE TELEVISIVO

LEONARDO CHIARIGLIONE (*)

SOMMARIO — Si presenta un'espressione analitica dello spettro della sinusoide modulata in frequenza da un segnale televisivo utile per i problemi di occupazione di banda e di interferenza tra canali radio. Per la rappresentazione matematica del segnale video si è adottato il modello dato da Franks (bibl. 1). Viene inoltre mostrato che, per alti indici di modulazione, è sufficiente tener conto della sola correlazione fra elementi di una stessa riga, mentre, al diminuire dell'indice di modulazione, occorre tener conto anche della correlazione fra riga e riga e addirittura della correlazione fra quadro e quadro.

SUMMARY — **Power spectrum of a sinusoidal carrier frequency-modulated by a television signal.** *An analytical expression for the power spectrum of a sinewave frequency-modulated by a television signal is derived, which is useful in evaluating bandwidth occupation and interference between radio channels. The model given by Franks (ref. 1) has been adopted as a mathematical representation of the video signal. It is also shown that for high modulation indices one needs only take into consideration the correlation between elements of the same line, to obtain a meaningful evaluation of the power density spectrum, while for decreasing modulation indices it is necessary to take into consideration line-by-line, eventually field-by-field correlation.*

1. Introduzione.

La determinazione dell'occupazione di banda nella trasmissione del segnale televisivo con modulazione di frequenza presenta difficoltà matematiche considerevoli poiché, a differenza della modulazione d'ampiezza, l'operazione eseguita sul segnale è fortemente non lineare, tale essendo la relazione fra il valore di una sinusoide e quello della sua fase.

Tale non linearità, associata a caratteristiche statistiche del processo modulante del tutto generiche, renderebbe il problema del tutto intrattabile. Però, giacché la descrizione statistica del segnale televisivo in genere si arresta al momento del secondo ordine (cioè funzione di autocorrelazione o spettro di potenza), non si può far altro che supporre che il segnale modulante la frequenza dell'onda sinusoidale sia un processo gaussiano avente data funzione di autocorrelazione.

Il segnale televisivo $x(t)$ è costituito da una forma d'onda casuale $r(t)$ che rappresenta il segnale video e da una forma d'onda $s(t)$ periodica di periodo NT, (T essendo il periodo di riga ed N il numero delle righe per quadro) che rappresenta il segnale di sincronismo. Supporremo che la parte continua dello spettro di densità di potenza (normalizzato) del segnale video $r(t)$ sia data, secondo Franks (bibl. 1) da:

$$[1] \quad w_r(f) = \frac{2\lambda}{\omega^2 + \lambda^2} \; \frac{\operatorname{sh} \lambda_2}{\operatorname{ch} \lambda_2 - \cos \omega T} \; \frac{\operatorname{sh} \lambda_3}{\operatorname{ch} \lambda_3 - \cos N\omega T} = w_1(f) \cdot w_2(f) \cdot w_3(f)$$

dove:

$w_1(f)$ è lo spettro di potenza di un rumore bianco gaussiano fatto passare attraverso un filtro passabasso RC, si fa quindi l'ipotesi che la correlazione fra elementi di una stessa riga sia esponenziale;

$w_2(f)$ e $w_3(f)$ sono fattori che tengono conto rispettivamente della correlazione tra righe e tra quadri, e sono responsabili delle frastagliature dello spettro;

λ ha il significato di banda equivalente (cioè valore di ω per cui l'altezza spettrale si riduce di 3dB) del segnale i cui valori vanno da qualche decina a qualche centinaio di kHz, con bande maggiori per immagini con definizione maggiore;

λ_2, λ_3 sono parametri legati alla correlazione fra riga e riga e fra quadro e quadro i cui valori vanno da qualche centesimo a qualche decimo con valori piccoli corrispondenti ad immagini con bassa definizione.

La rappresentazione [1] è stata scelta perché dà un buon accordo qualitativo con gli spettri rilevati sperimentalmente (si confrontino le figg. 1 e 2), ha basi teoriche che la giustificano e si presta abbastanza bene per i calcoli analitici.

La figura 1 riporta l'andamento della [1] cioè lo spettro di frequenza nel caso di un'immagine composta (per chiarezza di rappresentazione) di solo 10 righe per trama; in ascissa è portata la frequenza normalizzata fT (cioè riferita alla frequenza di riga $1/T$). Tale figura mostra chiaramente l'effetto dei tre fattori $w_1(f)$, $w_2(f)$, $w_3(f)$. Lo spettro decresce con la frequenza a causa della correlazione tra elementi contigui; si nota una frastagliatura minuta dovuta alla correlazione tra quadro e quadro ed un andamento oscil-

(*) Dott. ing. Leonardo Chiariglione, del Centro Studi e Laboratori di Telecomunicazioni (CSELT) - Torino.

Dattiloscritto pervenuto il 18 ottobre 1973.

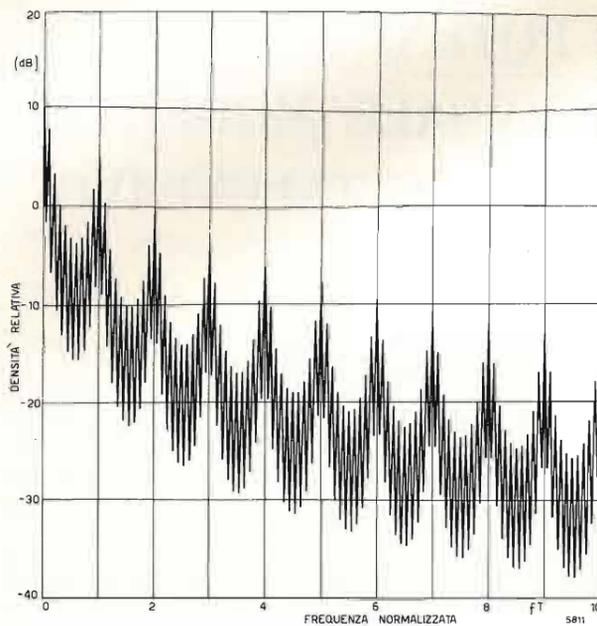



Fig. 1. — Andamento dello spettro di potenza del segnale televisivo secondo il modello di Franks (bibl. 1).

lante dell'inviluppo dovuto alla correlazione fra righe di uno stesso quadro.

Al diminuire di λ_2 e λ_3 aumenta l'escursione fra i massimi e i minimi di figura 1, cioè lo spettro tende alla configurazione limite che si ha per $\lambda_2 = 0$ e $\lambda_3 = 0$ in cui esso è interamente a righe perché l'immagine televisiva ha tutte le righe e tutte le trame uguali e la funzione di autocorrelazione risulta periodica.

Nella [1] non si tiene conto della componente continua del segnale video (che darebbe una riga spettrale nell'origine), perché questo o produce solo un contributo fisso di deviazione di frequenza, o non viene trasmesso.

Inoltre, sebbene in pratica il segnale video $r(t)$ venga interrotto quando è presente la forma d'onda di sincronismo $s(t)$, si supporrà nel seguito che il segnale televisivo sia dato dalla somma:

$$[2] \qquad x(t) = r(t) + s(t)$$

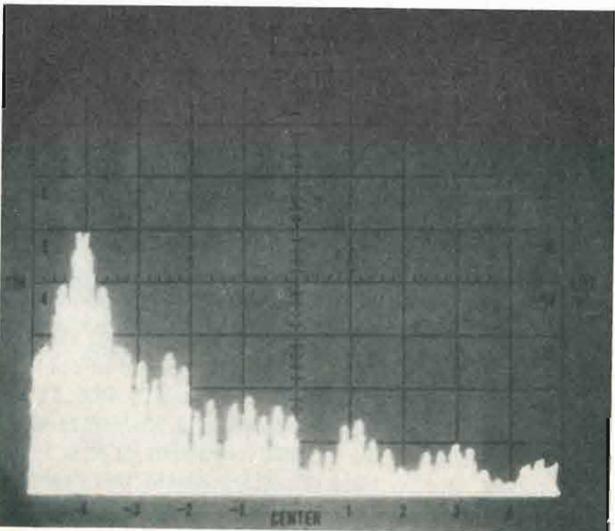



Fig. 2. — Rilievo sperimentale dello spettro di potenza di un segnale televisivo comprensivo dei sincronismi. Scala verticale 10 dB/divisione; scala orizzontale 100 kHz/divisione; l'origine della scala delle frequenze coincide con la prima divisione (— 4).

ove $x(t)$ è un processo continuo. Per questo si potrà dire che il processo stocastico $\{x(t)\}$ che è rappresentazione matematica del segnale televisivo ha valor medio $s(t)$ e spettro di densità di potenza dato dalla [1].

2. Determinazione dello spettro di densità di potenza.

Con le ipotesi esposte nel paragrafo precedente, dato il processo gaussiano $\{x(t)\}$, si vuole calcolare lo spettro di densità di potenza di:

$$[3] \qquad y(t) = A \cos(w_c t - k\psi[t])$$

con ω_c = pulsazione della portante, k = profondità di modulazione, A = ampiezza della sinusoide e:

$$[4] \qquad \psi(t) = \int_{-\infty}^{t} x(t)\,dt = \int_{-\infty}^{t} [r(t) + s(t)]\,dt = \psi_r(t) + \psi_s(t)\,.$$

Il calcolo viene eseguito per il tramite della funzione di autocorrelazione $\varphi_y(\tau)$ (1) che, per definizione e per l'indipendenza statistica tra $r(t)$ ed $s(t)$, è data da:

$$[5] \qquad \varphi_y(\tau) = \frac{A^2}{2} \mathrm{Re}\,[\exp(j\omega_c\tau) \cdot E\{\exp(-j[\psi_r(t+\tau) - \psi_r(t)])\} \cdot E\{\exp(-j[\psi_s(t+\tau) - \psi_s(t)])\}]\,.$$

Nella [5] si sono trascurati i fattori con pulsazioni intorno a $2\omega_c$, si è indicato con Re[.] la parte reale di [.] e con il simbolo $E\{\,.\,\}$ un operatore di media: nel primo caso questa va interpretata come media di insieme e nel secondo, trattandosi di una funzione deterministica, come media temporale.

Inoltre il valor medio:

$$[6] \qquad E\{\exp(-j[\psi_r(t+\tau) - \psi_r(t)])\}\,,$$

è legato in modo immediato alla funzione caratteristica della variabile casuale gaussiana $\psi_r(t+\tau) - \psi_r(t)$ (2) avente valore medio nullo e varianza $k^2\,\Omega(\tau)$ data da (bibl. 2):

$$[7] \qquad k^2\,\Omega(\tau) = \frac{k^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} w_r(f)\,\frac{1 - \exp(j\omega\tau)}{\omega^2}\,d\omega\,.$$

Invece:

$$[8] \qquad E\{\exp(-j[\psi_s(t+\tau) - \psi_s(t)])\}$$

ha il significato di funzione di autocorrelazione della forma d'onda periodica complessa

$$[9] \qquad e^{-j\psi_s(t)}\,.$$

Eseguendo quindi i calcoli necessari si ottiene:

$$[10] \qquad \varphi_y(\tau) = \frac{A^2}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |c_n|^2 \cos\left(\omega_c - \frac{2\pi n}{NT}\right)\tau \exp\left(-\frac{k^2}{2}\Omega(\tau)\right),$$

ove c_n è il coefficiente di ordine n dello sviluppo in serie di Fourier esponenziale della [9].

(1) Per un processo stocastico stazionario, cioè per un processo le cui caratteristiche non variano nel tempo, si definisce come « funzione di autocorrelazione » il valor medio del prodotto $x(t+\tau) \cdot x(t)$. Tale funzione è una misura della dipendenza del valore di $x(t+\tau)$ da $x(t)$, cioè della correlazione esistente fra due valori di x a distanza di τ secondi.

(2) Gaussiana perché ottenuta integrando la variabile casuale $r(t)$ gaussiana per ipotesi.

Dalla [10] appare chiaro che $\varphi_y(\tau)$ è data dal prodotto delle funzioni di autocorrelazione del segnale video e del segnale di sincronismo modulati in frequenza, che indicheremo rispettivamente con $\Phi_r(\tau)$ e $\Phi_s(\tau)$ e quindi lo spettro di densità di potenza di y sarà dato dalla convoluzione (3).

$$[11] \qquad W_y(f) = W_r(f) \star W_s(f)$$

ove $\star$ rappresenta l'operatore convoluzione e $W_r(f)$, $W_s(f)$ rappresentano gli spettri di densità di potenza del segnale video e del segnale di sincronismo rispettivamente, modulati in frequenza.

Essendo però lo spettro $W_s(f)$ a righe, l'operazione di convoluzione si esegue immediatamente e si ottiene lo spettro unilatero (4).

$$[12] \qquad W_y(f) = A^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |c_n|^2 \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{k^2}{2}\Omega(\tau)\right) \cdot \cos\left(\omega - \omega_c - \frac{2\pi n}{NT}\right) \tau\,d\tau\,.$$

Si è supposto per semplicità che lo spettro $W_y(f)$ sia trascurabile a frequenza nulla, sì da evitare il ripiegamento.

Dalla [12] si vede che lo spettro totale è dato dalla somma pesata coi coefficienti $|c_n|^2$ dello spettro $W_r(f)$ traslato di multipli interi della frequenza di quadro rispetto alla portante e quindi il problema sarà quello di determinare

$$[13] \qquad W_r(f) = A^2 \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{k^2}{2}\Omega(\tau)\right) \cos(\omega - \omega_c)\,\tau\,d\tau.$$

La soluzione di questo problema si articola nelle fasi seguenti:

a) determinazione di $\varphi_r(\tau)$;

b) determinazione di $\Phi_r(\tau)$ cioè di $\Omega(\tau)$;

c) determinazione dello spettro $W_r(f)$.

Questi calcoli sono stati svolti nel caso generale espresso dalla [3], ma qui, a scopo di illustrazione e per non appesantire eccessivamente la notazione matematica, supporremo nulla la correlazione tra quadro e quadro ($\lambda_3 \to \infty$).

2.a. Determinazione della funzione di autocorrelazione

Dall'antitrasformata di Fourier della [1] si trova che, indicando $\mathrm{E}(x)$ la funzione parte intera di x e con $\mathrm{M}(x)$ la funzione mantissa di x (parte decimale di x), la funzione di autocorrelazione è data essenzialmente da:

$$[14] \qquad \varphi_r(u) = \left\{\frac{\exp(-\lambda_1 \mathrm{M}(u))}{1 - \exp(-\lambda_1 + \lambda_2)} + \frac{\exp(\lambda_1 \mathrm{M}(u))}{\exp(\lambda_1 + \lambda_2) - 1}\right\} \exp(-\lambda_2 \mathrm{E}(u))$$

$$\text{con } u > 0$$

ove si è normalizzato il tempo di correlazione rispetto al periodo di riga ponendo:

$$[15] \qquad u = \tau / T$$

e si è introdotto il parametro:

$$[16] \qquad \lambda_1 = \lambda T\,.$$

Valori tipici di λ_1 vanno da qualche unità a qualche decina.

Dalla [14] si vede che $\exp(-\lambda_2 \mathrm{E}(u))$ che decade esponenzialmente con piccola costante è « modulata » dal fattore fra { } in cui il primo termine rappresenta un esponenziale decrescente ed il secondo un esponenziale crescente. Questo comportamento nel dominio del tempo è naturalmente complementare di quello nel dominio della frequenza.

2.b. Determinazione della funzione di autocorrelazione

Essendo $\Phi_r = \exp\left(-\frac{k^2}{2}\Omega(u)\right)$ basterà calcolare Ω definito dalla [7]. Mediante un semplice artificio, si vede che questo può essere calcolato direttamente da φ_r. Si trova che il contributo più importante è dato da

$$[17] \qquad \lambda^2\,\Omega(u) = -\varphi_r(0) + \frac{\lambda_1}{2}\left(1 + \mathrm{cth}^2 \frac{\lambda_2}{2}\right)[1 - \exp(-\lambda_2 \mathrm{E}(u))] + \lambda_1 \mathrm{cth}^2 \frac{\lambda_2}{2} \mathrm{E}(u) + \left\{\frac{\exp(-\lambda_1 \mathrm{M}(u))}{1 - \exp(-\lambda_1 + \lambda_2)} + \frac{\exp(\lambda_1 \mathrm{M}(u))}{\exp(\lambda_1 + \lambda_2) - 1}\right\} \exp(-\lambda_2 \mathrm{E}(u)) + \lambda_1 \left\{\mathrm{cth} \frac{\lambda_2}{2} + \left(1 - \mathrm{cth} \frac{\lambda_2}{2}\right) \exp\left(-\lambda_2 \mathrm{E}(u)\right)\right\} \mathrm{M}(u)\,.$$

Pertanto $\Omega(u)$ risulta essere dato dalla somma di 4 termini: il primo è $-\varphi_r(0)$ cioè, a meno del segno, la potenza totale associata al segnale video che, per i valori di λ^2 abitualmente incontrati, risulta praticamente unitaria; il secondo è un termine crescente in u, il terzo è un termine che decade esponenzialmente in u ed il quarto un termine periodico.

È utile definire l'indice di modulazione normalizzato rispetto alla banda del segnale modulante.

$$[18] \qquad h^2 = \frac{1}{4\pi} \frac{k^2}{\lambda^2}\,.$$

2.c. Determinazione dello spettro

Lo spettro di densità di potenza unilatero è dato dalla [13], e quindi, tenuto conto della natura quasi periodica di Ω, si vede che, definendo per comodità:

(3) Date due funzioni $f(t)$ e $g(t)$, si definisce « convoluzione » fra f e g e si indica con $f \star g$ l'integrale:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t - \tau)\, g(\tau)\, d\tau\,.$$

(4) Lo spettro di densità di potenza, definito matematicamente come la trasformata di Fourier della funzione di autocorrelazione, è una funzione della frequenza pensata come variabile che assume valori sia positivi, sia negativi. Per ragioni fisiche è utile considerare la densità spettrale di potenza come funzione delle sole frequenze positive, ma con valori raddoppiati. Per questa ragione una densità spettrale che assuma valori non nulli a frequenza zero è affetta dal fenomeno del « ripiegamento » dovuto al sovrapporsi dello spettro per frequenze negative su quello per frequenze positive.

$$a_k = e^{-\lambda_2 k} + \operatorname{cth}\frac{\lambda_2}{2}\left(1 - e^{-\lambda_2 k}\right),$$

$$[19] \quad b_k = k \operatorname{cth}\frac{\lambda_2}{2} + \frac{1}{2}\left(1 - \operatorname{cth}^2\frac{\lambda_2}{2}\right)(1 - e^{-\lambda_2 k}),$$

$$c_k = e^{-\lambda_2 \cdot k}/(1 - e^{-\lambda_1 + \lambda_2}),$$

$$d_k = e^{-\lambda_2 k}/(e^{\lambda_1 + \lambda_2} - 1),$$

l'integrale [13] può esprimersi nella forma

$$[20] \quad I = \frac{A^2}{2}\exp(h^2 \varphi_r(0)) \sum_{k=0}^{\infty} \exp(-h^2 \lambda_1 b_k) \, .$$

$$\cdot \int_0^1 \exp\{-h^2 c_k e^{-\lambda_1 u} - h^2 d_k e^{\lambda_1 u} -$$

$$- h\, a_k \lambda_1 u\} \cos \beta\lambda_1(u + k)\, d\lambda_1 u$$

ove si è normalizzata la pulsazione rispetto alla banda equivalente definendo

$$\beta = \frac{\omega - \omega_o}{\lambda}.$$

Utilizzando quindi uno sviluppo dell'integrando mediante funzioni di Bessel, si giunge all'espressione:

Fig. 3. — Densità spettrale di potenza normalizzata dell'onda modulata in frequenza per diversi valori dell'indice di modulazione h^2.

$$[21] \quad W_y(f) = \frac{A^2}{\lambda} e^{h^2 \varphi_r(0)} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^2 \left(\frac{c_k}{d_k}\right)^{m/2} I_m(2 h^2 \sqrt{c_k d_k})\, e^{-h^2 \lambda_1 b_k} \, .$$

$$\cdot \left\{ e^{-(h^2 a_k + m)\lambda_1} \cdot \frac{\beta \sin \beta\lambda_1 (k+1) - (h^2 a_k + m)\cos\beta\lambda_1 (k+1) + \beta\sin\beta\lambda_1 k - (h^2 a_k + m)\cos\beta\lambda_1 k}{(h^2 a_k + m)^2 + \beta^2} \right\}$$

A questo punto è utile far notare che, nel caso in cui si eseguono i calcoli con $\lambda_3 \neq \infty$, la formula è del tutto simile alla [21], in cui però i vari coefficienti a_k, b_k, c_k, d_k risultano funzioni di due indici k, i ed in cui compare un'altra sommatoria rispetto ad i per $0 \leqslant i \leqslant N$ la quale tiene conto di un'ulteriore struttura fine di Ω, ripetentesi N volte, in dipendenza dalla correlazione tra quadri.

Nel caso in cui λ_1 è grande, sì che si possa trascurare $e^{-\lambda_1}$, lo spettro è dato semplicemente da

$$[22] \quad W_y(f) = \frac{A^2}{\lambda} e^{h^2 \varphi_r(0)} \sum_{k=0}^{\infty} e^{-h^2 \lambda_1 b_k} \cdot \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-h^2 c_k)^m}{m!} \cdot \frac{(h^2 a_k + m)\cos\beta\lambda_1 k - \beta \sin\beta\lambda_1 k}{(h^2 a_k + m)^2 + \beta^2} + \right.$$

$$\left. + e^{-h^2 \lambda_1 a_k} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-h^2 d_k e^{\lambda_1})^m}{m!} \cdot \frac{(m - h^2 a_k)\cos\beta\lambda_1 (k+1) + \beta\sin\beta\lambda_1 (k+1)}{(-h^2 a_k + m)^2 + \beta^2} \right\}.$$

formula il cui calcolo su elaboratore elettronico è molto semplice, e sulla quale si sono basati i grafici riportati in questo articolo.

3. Commenti e risultati.

Dalla [22] e dalla [19] risulta che per h^2 grande lo spettro è dato essenzialmente da:

$$[23] \quad W_r(f) = \frac{A^2}{\lambda} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-h^2)^m}{m!} \frac{1}{(h^2 + m^2) + \beta^2},$$

e questo è lo spettro che si ottiene quando lo spettro del segnale modulante è (bibl. 2):

$$[24] \quad \frac{2\lambda}{\omega^2 + \lambda^2},$$

cioè, per quel che riguarda lo spettro del segnale modulato, è sufficiente considerare nel segnale modulante, la sola correlazione fra elementi di una stessa riga.

Al decrescere di h^2 però si rende necessario l'uso dello sviluppo [22].

I grafici riportati nelle figure 3 e 4 si riferiscono allo spettro normalizzato:

$$[25] \quad W^*_r(f) = W_r(f)\frac{\lambda}{A^2}.$$

Nella figura 3 l'andamento dello spettro normalizzato, espresso in dB, per vari valori dell'indice di modulazione h, è rappresentato in funzione della pulsazione normalizzata β. Si può constatare che, per elevati valori di h, l'andamento suddetto è decrescente; invece per piccoli valori di h si notano oscillazioni di altezza della densità spettrale, tanto più pronunciate quanto più piccolo è l'indice di modulazione. Questo è intuitivamente soddisfacente perché per bassi indici di modulazione, lo spettro della sinusoide modulata si avvicina a quello del segnale modulante.

Fig. 4 — Valore della densità spettrale di potenza nella portante in funzione dell'indice di modulazione h^2.

Nella figura 4 è riportato l'andamento del valore normalizzato della densità spettrale in corrispondenza della portante in funzione dell'indice di modulazione normalizzato h.

La formula [23] copre le necessità pratiche per un ampio campo di valori di h, ma quando questi sono molto piccoli è necessario tener conto della correlazione fra quadro e quadro e si devono quindi utilizzare gli sviluppi ottenuti in bibliografia 3. (1642)

BIBLIOGRAFIA

1. - FRANKS L. E.: *A model for the random video process.* BSTJ, Apr. 1966, pp. 609-630.

2. - MIDDLETON D.: *An introduction to statistical communication theory.* Mc. Graw-Hill, New York 1960, cap. 14.

3. - CHIARIGLIONE L.: *Calcolo dello spettro di densità di potenza di una sinusoide modulata in frequenza da un segnale televisivo.* Rapporto interno CSELT TZ, n. 5.

NOTIZIARIO

NUOVA SONDA PER OSCILLOSCOPI — La Philips ha introdotto recentemente una sonda per oscilloscopi del tipo FET a larga banda (1 GHz), particolarmente utile per applicazioni di alta frequenza. Denominata PM 9354, è adatta per oscilloscopi di tipo a campionatura (sampling), contatori, analizzatori di frequenza, ecc., che hanno impedenza d'entrata di 50 ohm e che devono essere collegati a circuiti di misura e collaudo ad alta impedenza ohmica.

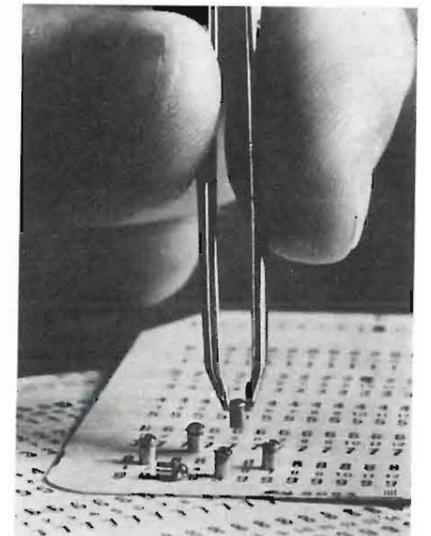
Una caratteristica importante di questa sonda è l'elevato fattore di trasmissione (1 : 2) in rapporto alla suddetta larghezza di banda, che consente di sfruttare meglio la sensibilità di entrata dello strumento al quale è collegata. L'impiego di un transistore Field Effect (FET) riduce al minimo la capacità e mantiene elevata l'impedenza di entrata della sonda (1 Mohm, 3,5 pF nominale) su tutta la larghezza di banda di 1 GHz.

Altra caratteristica della sonda è l'accoppiamento c.a./c.c. che è semplificato da un commutatore situato nel corpo della sonda. Ciò consente di fare a meno del tradizionale condensatore per l'accoppiamento c.a. che generalmente fa aumentare la capacità di entrata. Degno di nota, oltre alla larghezza di banda c.a., che va da 1 Hz a 1 GHz, è il basso rumore (70 μV). La Philips ritiene che entrambe le caratteristiche siano molto superiori a quelle di altre sonde FET.

La sonda PM 9354 miniaturizzata è dotata di cavo flessibile e di una serie di accessori che consentono di usarla anche quando il punto di misura è di difficile accesso. La dinamica d'entrata è di ± 1 V. Quando si devono misurare segnali di ampiezza più grande, si possono usare gli attenuatori, accessori che rendono accettabili segnali d'entrata più ampi riducendo nel contempo la capacità d'entrata a 2,8 pF sulla predisposizione 10 : 1, a 1,8 pF su 50 : 1 e a 1,4 pF su 200 : 1. (1671)

DIODI A LUCE CALDA PIÙ PICCOLI DI UN FIAMMIFERO — Diodi emettitori di luce, piccoli componenti elettronici con dimensioni inferiori a quelle di un fiammifero, hanno sostituito le normali lampade a incandescenza in alcune unità periferiche dei calcolatori IBM. In particolare, questi diodi sono impiegati in un perforatore di schede prodotto nello stabilimento della IBM Italia a Vimercate.

I diodi emettono raggi di luce infrarossa, invisibili all'occhio umano ma che vengono captati da fototransistori, cioè dispositivi miniaturizzati adatti a trasformare un impulso luminoso in un segnale elettrico. Una serie di diodi e fototransistori, posti gli uni di fronte agli altri a qualche millimetro di distanza, consente di conoscere la posizione di una scheda interposta tra i raggi di luce. L'unità di controllo del perforatore, localizzata perfettamente la scheda attraverso i segnali ricevuti dai fototransistori, è così in grado di effettuare gli aggiustamenti richiesti per procedere, con la massima esattezza, alla perforazione. Ciò evita perforazioni « fuori squadra » che non verrebbero accettate in successive elaborazioni.

I vantaggi offerti dai diodi emettitori di luce consistono, oltre che nelle ridottissime dimensioni, nella semplicità costruttiva e nella lunga durata, da 10 a 100 volte superiore a quella di una microlampada a incandescenza. (1691)

SISTEMA EUROPEO DI CONTROLLO AEREO — L'incremento del traffico aereo sull'Europa ha aumentato l'importanza dell'Eurocontrol, il sistema elettronico, tecnicamente all'avanguardia, per il controllo del traffico aereo, realizzato per regolamentare tutti i voli aerei civili oltre i 6000 metri d'altezza sull'Europa del Nord.

Eurocontrol è situato a Maastricht, nel sud dell'Olanda. Le nazioni consociate sono il Belgio, la Gran Bretagna, la Francia, l'Olanda, l'Irlanda, il Lussemburgo e la Germania Occidentale. Già operativo su Belgio e Lussemburgo, si prevede che Eurocontrol potrà tracciare e controllare tutti i piani di volo sull'Europa del Nord entro il 1975.

Per analizzare e rendere accessibile la massa di dati sui voli in arrivo, Eurocontrol usa un complesso di elaboratori che vengono « riforniti » dei dati riguardanti i movimenti aerei e le informazioni meteorologiche; i tecnici osservano gli schermi radar sui quali vengono registrate le identità degli aeromobili, la loro altezza e la loro velocità mentre si spostano nel cielo sotto sorveglianza. I tecnici controllori trasmettono le informazioni pertinenti e le relative istruzioni da seguire ai comandanti degli aeromobili sotto il loro controllo.

Il grande sistema è formato da apparecchiature di varie ditte produttrici di calcolatori elettronici (IBM, Honeywell, Siemens, Philips). Per il corretto funzionamento di tali apparecchiature si richiede un importante impianto di condizionamento dell'aria, fornito dalla York Europe Division, avente la capacità complessiva di 250.000 kcal/ora. (1694)

PONTE RADIO PORTATILE PER TV — Il ponte radio di tipo portatile per riprese esterne TV illustrato nella copertina di questo fascicolo è stato progettato e realizzato dal Laboratorio Ricerche della RAI. Esso è doppio, con polarizzazioni ortogonali, funzionante nella gamma dei 6 GHz con 1 W di potenza di uscita e fornisce generalmente, un canale di trasmissione ed una riserva attiva. È munito di canale audio musicale di alta qualità, oltre al canale video, eventualmente a colori. Caratteristica particolare di questo ponte è la possibilità di poter variare la frequenza di lavoro con continuità sull'intera banda da 6600 a 7100 MHz, rapidamente e senza strumenti o accessori esterni aggiuntivi. Questa caratteristica è stata prevista perché l'impiego mobile del ponte radio costringe caso per caso a scegliere la frequenza di lavoro più opportuna in base all'occupazione locale dello spettro.

Il ponte è realizzato in moduli per cui è possibile, a seconda delle esigenze, sia avere un collegamento doppio con lo stesso segnale e quindi con riserva, sia con due segnali indipendenti, sia infine un collegamento in un senso e l'altro in senso opposto.

Le caratteristiche sono altamente professionali. È provvisto di varie possibilità di controllo: controllo monitorio del segnale nelle varie parti, generatore di segnale di prova video, generatore di sottoportante colore, generatore di segnale audio di prova ed ha inoltre conglobato un particolare misuratore di deviazione video.

L'affidabilità, specialmente meccanica, è stata particolarmente curata in relazione al tipo di impiego mobile del ponte, assoggettato quindi a continui trasporti. Le singole parti sono a cartoline estraibili per la loro rapida sostituzione in caso di avaria. Il ponte ha la possibilità di essere alimentato sia dalla rete a 220 V sia da batterie a 24 V. (1701)

DOSIMETRO DI RUMORE CON MICROFONO ESTERNO — Il dosimetro di rumore di cui si è data notizia nel numero 1-1973 a pagina 36 (Esposimetro cumulativo di rumore) è ora prodotto, sempre dalla General Radio, con microfono, di piccolissime dimensioni e peso, separato dall'apparecchio, come si vede nella fotografia riprodotta. Il

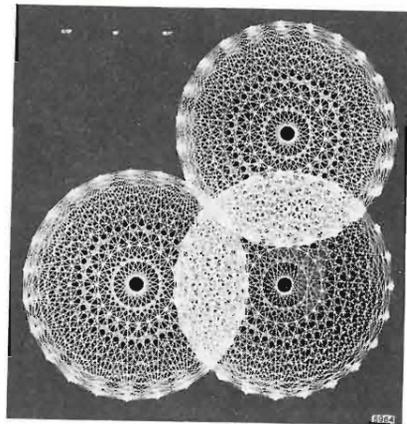
microfono può così essere disposto in diversi punti dato che non esiste una sua posizione che sia migliore di altre per determinare l'esposizione al rumore. In particolare il microfono, dato il suo peso molto ridotto (8,5 grammi) può essere portato all'orecchio e collocato sotto la cuffia antifonica per il controllo dell'efficacia di quest'ultima. (1690)

SISTEMA PER LA TRASMISSIONE DI NOTIZIE SUL TRAFFICO — Un modernissimo sistema sperimentale per la trasmissione di informazioni sul traffico agli automobilisti mediante pannelli stradali è entrato di recente in funzione nelle zone più congestionate dell'area metropolitana di Los Angeles. Il sistema, che funziona sotto il controllo di un elaboratore, è stato realizzato dalla GTE Sylvania Inc., una consociata della General Telephone & Electronics Corporation.

35 pannelli stradali sono stati installati lungo un tratto di circa 18 chilometri della superstrada Santa Monica Freeway. I dati provenienti dagli appositi sensori stradali e dagli elicotteri muniti di telecamere vengono trasmessi al centro di controllo dove vengono visualizzati in un apposito quadro (foto in basso). L'operatore sceglie quindi il più appropriato messaggio e, premendo un pulsante, lo fa apparire sui pannelli (foto in alto).

Cento messaggi già redatti come: « corsia di sinistra bloccata », « arresto per dieci minuti » o « incidente » possono venire emessi dalla centrale di comando. Messaggi diversi possono venire composti su telescrivente. (1688)

RAPPRESENTAZIONI MULTICOLORI SU CINESCOPIO CON LA NITIDEZZA DEL BIANCO E NERO — Un nuovo tubo a raggi catodici della Westinghouse è capace di generare visioni in quattro colori diversi aventi caratteristiche di risolvenza, luminosità e contrasto proprio dei disegni in bianco e nero.

Questa capacità multicolore costituisce un semplice ed economico mezzo

per rappresentare molti diversi tipi di informazione in modo simultaneo e chiaramente intelligibile. Il nuovo tubo è eminentemente adatto all'impiego in sistemi a calcolatore che comportano complessi rapporti tra operatore e calcolatore a mezzo di grafici e dati sistematici, come nel controllo di processi di lavorazione, controllo del traffico aereo, istruzione e progettazione col calcolatore, sistemi per il ricupero e la gestione di dati informatori, sistemi per la produzione di documentazione e l'edizione di testi.

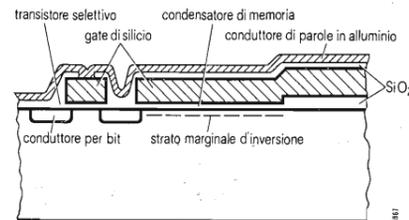
Le visioni in rosso, arancione, giallo e verde vengono ottenute simultaneamente agendo sulle tensioni anodiche per variare la penetrazione del fosforo con il fascio di elettroni. Una macchia luminosa di soli 15 millesimi di pollice (circa 0,4 mm) dà un'immagine assai nitida; l'intensità luminosa è di 25 ft. lambert.

Su richiesta, sono disponibili tubi per specifiche applicazioni, con colori fino a quattro e diagonali fino a 21 pollici con messa a fuoco magnetica o elettrostatica. (1689)

COPPIA PNP AL SILICIO IN CONTENITORE T-PLASTICO PER SINTONIZZATORE UHF A VARICAP — I transistori della SGS/ATES indicati con le sigle BF679 e BF680 sono dispositivi PNP planari epitassiali al silicio in contenitore SOT-37. Essi formano un gruppo per la realizzazione di moderni sintonizzatori TV a varicap, nei quali svolgono rispettivamente le funzioni di amplificatore RF e di oscillatore-mescolatore. La bassa figura di rumore e il guadagno di potenza ottimizzato, rendono questi dispositivi particolarmente efficienti. Essi sono direttamente comparibili con gli equivalenti tipi al germanio ma garantiscono la maggior affidabilità del processo planare al silicio.

Le principali caratteristiche di questi transistori possono essere così riassunti:

- rumore molto basso nelle bande UHF-VHF (3,5 dB a 3 mA - 800 MHz);
- più alta temperatura di funzionamento (T_j = 150° C max);
- funzionamento anche con alimentazione a 24 V;
- minore variazione del rumore e del guadagno in funzione della temperatura, rispetto ai tipi al germanio. (1686)

ELEMENTO DI MEMORIA AD UN TRANSISTORE CON 1600 BIT PER mm² — Le memorie dinamiche a semiconduttori, nelle quali l'informazione viene memorizzata in un condensatore sotto forma di carica, sono state finora equipaggiate con tre elementi a transistori che hanno consentito di ottenere una densità di memoria che arriva a 900 bit per mm²; la tecnica adottata è stata quella dell'incisione fotografica. Recentemente nei laboratori di ricerca della Siemens sono stati realizzati elementi di memoria ad un transistore la cui densità raggiunge i 1600 bit per mm². Il nuovo elemento di memoria, delle dimensioni di 20 × 31 μm, è costituito da un transistore selettivo con gate di silicio n e da un condensatore di memoria formato da uno strato marginale d'inversione e dal gate di silicio (vedere figura). Vengono impiegati conduttori di parole in alluminio, larghi e distanti l'uno dall'altro di 5 μm, conduttori di bit in esecuzione diffusa larghi 4 μm. Inoltre tra il conduttore di parole ed il gate di silicio viene praticato un foro di contatto di 4 × 6 μm. La capacità di memoria dell'elemento è di 55 fF (1 fF = 1 femto Farad = 10^{-15} As/V).

I chips di prova realizzati sono stati impiegati in circuiti di rigenerazione integrati con elementi di memoria (ingombro 62 × 100 μm per circuito) in modo da poter elaborare le tensioni di segnale di 1 V durante la selezione con cancellazione. Un solo amplificatore di questo tipo può venir impiegato per 256 elemeti di memoria. Si è dell'opinione che con questi elementi e con gli amplificatori di rigenerazione si possano realizzare memorie con capacità di 16 kbit per chip. (1692)

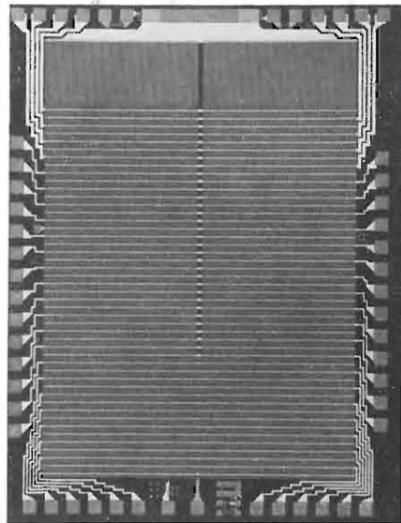
UNITÀ LOGICA PROGRAMMABILE SOS A 15 MHz — La Divisione Sistemi Microelettronici (Microelectonic Device Division) della Rockwell International Corporation (California USA) ha annunciato oggi un nuovo sistema SOS (silicon on sapphire = silicio su zaffiro), progettato per la diretta utilizzazione delle equazioni logiche che descrivono sistemi numerici di controllo.

Con il nome di serie logica programmabile (PLA, programmable logic array) viene indicato un sistema contenente diodi ordinati in 128 righe per 46 colonne. In sistemi di controllo numerico, l'unità SOS-PLA può facilmente funzionare fino a frequenze di 15 MHz. Le equazioni sono scritte come somme di prodotti ed ogni prodotto occupa una riga. I termini per i quali è necessaria un'operazione OR sono accoppiati tramite diodi nella stessa colonna, ed ogni riga è effettivamente una porta AND di 45 possibili termini in entrata. Pertanto, le 46 colonne possono essere definite come termini di entrata, da X_1 a X_K, o come termini di uscita, da F_1 a F_G, con la limitazione che la somma di K e G non sia maggiore di 46.

Per sistemi che involgono un gran numero di variabili di entrata e di uscita, il vantaggio economico dei sistemi SOS-PLA è illustrato dal fatto che è possibile utilizzare una sola serie per calcolare il valore di una funzione di 22 variabili espressa come somma di al massimo 128 prodotti. Un'equivalente realizzazione con il metodo TTL richiederebbe circa 400 circuiti integrati, assumendo 8 porte per ciascuno.

In aggiunta all'utilizzazione logica, i sistemi SOS-PLA possono essere usati come memoria ROM, con capacità di 4096 bit e parole di lunghezza variabile, oppure come generatore di caratteri capace di ritenere disegni complessi come simboli giapponesi.

La codificazione logica e ROM è ottenuta scrivendo le equazioni o le tabelle di dati secondo un semplice codice. Questo codice è fornito alla Rockwell in forma di schede perforate che la compagnia usa per generare uno stampo nel caso di ordini in elevate quantità. Per piccoli quantitativi, le stesse schede sono usate per controllare una macchina codificatrice a laser, e sistemi predisposti su richiesta possono essere spediti entro cinque giorni lavorativi.

La figura riproduce il chip ingrandito circa 12 volte. (1687)

MULTIMETRO NUMERICO — La ITT Metrix ha posto sul mercato un nuovo multimetro numerico per misure di resistenze e di tensioni sia in corrente continua che alternata. Esso è denominato MX720A, e risulta adatto sia per misure di laboratorio, sia per il servizio di manutenzione generale.

L'MX720A è stato progettato per garantire: alta precisione, facilità di impiego, manutenzione minima e protezione contro l'impiego errato. Esso presenta le seguenti caratteristiche: cambio di gamme automatico, alta impedenza di entrata, corrente di entrata inferiore a 50 pA che assicura la stabilità dello zero in tutte le condizioni di entrata, impiego di circuiti integrati LSI e indicatore a LED, convertitore ana-

logico/numerico a doppia rampa che fornisce una eccellente reiezione in modo comune e serie con notevole stabilità a lungo termine, alimentazione da 3 a 10 V, dimensioni 155 × 64 × 250 mm, peso 950 g.

Le prestazioni più importanti si possono così riassumere: misura della tensione continua da ± 1 mV a ± 1000 V; misura della tensione alternata fino a 700 V efficaci; misura di resistenze da 1 ohm a 15 Mohm; precisione ± 0,3%. (1696)

SONDE PER GAUSS-METRI — Una nuova serie di sei sonde per gauss-metri viene offerta dalla F. W. Bell, Inc., sussidiaria della « The Arnold Engineering Co. ». Esse sostituiscono quelle precedentemente prodotte dalla stessa casa per i vecchi modelli di gauss-metri che risultano così rinnovati, consentendo la misura dell'intensità, direzione e polarità dei campi magnetici. Le sonde sono compatibili con i modelli di gauss-metri 110 (scopi generali), 120 (elevata sensibilità) e 240 (incrementale) prodotti dalla F. W. Bell fra il 1962 e il 1968.

Le nuove sonde sono sensori del campo magnetico a stato solido che incorporano sensibili generatori Hall. I generatori Hall sono minuscoli dispositivi a semiconduttore che, percorsi da una corrente, producono una tensione trasversale proporzionale al campo magnetico a cui sono sottoposti.

I gauss-metri sono usati nella produzione di motori elettrici, altoparlanti, gioghi di deflessione per televisione e in tutti gli altri dispositivi elettrici od elettronici che producono o utilizzano campi magnetici. (1699)

GIOGHI DI DEFLESSIONE A 110° ED ALTRI COMPONENTI TV — Una nuova gamma di gioghi di deflessione per TV a colori della General Instrument Europe comprende i tipi XP7311, XP7312/13 e la serie 19194. Essi sono studiati per essere montati su cinescopi di 67 mm del tipo A67-150X.

Il montaggio è facilitato da marcature precise che è sufficiente far combaciare con quelle indicate sul tubo catodico; nello stesso tempo è consentito un movimento assiale del componente prima del suo bloccaggio, in modo da poter ottenere una focalizzazione ottimale.

Gli avvolgimenti toroidali, sia orizzontali sia verticali, sono realizzati in modo altrettanto preciso e a questo fine sono state impiegate estremità in plastica, sia all'inizio, sia alla fine dell'avvolgimento, così da facilitare il migliore orientamento del giogo. Questo accorgimento ha reso possibile una convergenza delle immagini altrettanto soddisfacente di quella ottenibile sui ricevitori TV a 90° che utilizzano gioghi convenzionali con avvolgimenti a sella.

La G.I. produce inoltre un circuito di convergenza progettato per il suo montaggio sul retro dei gioghi stessi del tipo XP7311ETC.

L'insieme dell'assemblaggio di deflessione contiene le bobine per il controllo della convergenza dinamica, sia orizzontale sia verticale e così pure le bobine per gli spostamenti statici elettromagnetici. Questi assemblaggi sono stati realizzati su circuiti stampati « copper clod » anticombustibili in resina fenolica. (1698)

Nel mese di aprile 1973 è stata eseguita una dimostrazione a La Thuile, nelle vicinanze del passo del piccolo S. Bernardo, presente il direttore del corso di soccorso alpino presso la scuola militare alpina di Aosta, Maggiore Telmon, e numerosi ufficiali superiori degli alpini. (1700)

AMPLIFICATORI DI POTENZA A MICROONDE — Una serie di amplificatori per microonde con potenza di uscita di 100 e 200 W si aggiungono ai modelli precedenti da 1, 2, 10 e 20 W prodotti dalla Cober Electronics, Inc. di Stamford (Connecticut USA).

Sono strumenti da laboratorio facenti uso di tubi ad onde progressive con larghezza di banda di una ottava e che con 5 modelli da 100 W ed altri 5 da 200 W, complessivamente coprono il campo di frequenze da 1 a 18 GHz (1 a 2, 2 a 4, 4 a 8, 8 a 12,4 e 12,4 a 18 GHz). Il guadagno minimo va da 30 a 50 dB secondo l'ottava. L'alimentazione, di grande affidabilità, è interamente a stato solido. (1697)

DISPOSITIVO ELETTRONICO PER GLI ALPINISTI SEPOLTI DA VALANGHE — La Sezione Elcoma della Philips ha realizzato un dispositivo « trova persone » mediante il quale risulta semplificata e sicura la ricerca di alpinisti sepolti da valanghe. L'apparecchio è stato collaudato recentemente con successo sull'Abetone.

Il principio di funzionamento è il seguente. Ogni alpinista è dotato di un apparecchio denominato ripetitore che consiste di:

a) un radioricevitore a basso consumo (2 mW) con una autonomia di circa 2000 ore, continuamente in ricezione (da quando si abbandona un rifugio sicuro);

b) un commutatore elettronico;

c) un trasmettitore da 0,1 W con circa 5 ore di funzionamento continuo, normalmente non in funzione.

L'alimentazione del ripetitore, che non richiede di essere manovrato dall'alpinista potendo questi essere ferito, svenuto o in stato di choc, è ottenuta mediante un caricatore equipaggiato con pile al mercurio.

Le operazioni di localizzazione avvengono nel modo seguente. La squadra di soccorso (bastano due persone), giunta sul posto, invia segnali di chiamata mediante il trasmettitore di cui è dotata. Quando questi segnali vengono ricevuti dal ripetitore indossato dall'alpinista sepolto sotto la neve, il trasmettitore in esso contenuto viene messo in funzione dal commutatore elettronico. L'alpinista sepolto, come già detto, rimane completamente estraneo al funzionamento del ripetitore che viene telecomandato esclusivamente dalla squadra di soccorso.

Un radiogoniometro, di caratteristiche particolari, azionato da un altro membro della squadra di soccorso, indicherà la direzione di provenienza dei segnali del ripetitore. Pertanto, il soccorritore, senza dover ricorrere a rilevamenti di angoli o triangolazioni, ma seguendo soltanto le indicazioni del radiogoniometro, si avvicinerà al sepolto con un percorso essenzialmente rettilineo, con la massima velocità di marcia consentita dalla neve e senza perdite di tempo arriverà sulla verticale del sepolto stesso.

Nel marzo scorso il LAE (Laboratorio applicazioni elettroniche della Philips) ha effettuato, sull'Abetone, prove di collaudo. Questi i risultati: cinque apparecchi coperti da uno strato di neve sono stati identificati, uno dopo l'altro, in pochi minuti. Prove di profondità e di distanza hanno dato i seguenti risultati: sepolto da oltre 2 metri di neve, il ripetitore è stato segnalato dal radiogoniometro a circa 100 metri di distanza e rintracciato in meno di 10 minuti.

SCARTI DI SEGNALI DI TEMPO DELL'ISTITUTO ELETTROTECNICO NAZIONALE (IEN)

(V. n. 1, 1974, pag. 41)

GENNAIO 1974			FEBBRAIO 1974		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
2	+7,2	—695,9	1	+8,4	—619,6
7		—683,5	6		—605,3
12	+7,7	—669,3	11	+9,0	—591,0
17		—655,7	16		—577,6
22	+8,2	—644,3	21	+9,2	—564,5
27		—632,9	26		—550,6

a) Giorni del mese; *b*) Scarti di tempo TUC (IEN) - TUC (BIH) in μs; *c*) Scarti di tempo TUC (IEN) - TU1 (BIH) in ms. (1702)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

SCARLETT J. A.: **Transistor-transistor logic and its interconnections.** « Van Nostrand Reinhold Company », Londra, 1972.

Un volume di XVIII + 250 pagine formato cm 16 × cm 23,5, con 120 figure. Rilegato.

L'argomento trattato, in forma diffusa e completa, è chiaramente indicato nel titolo. Esso è destinato a tutti coloro che abbiano da risolvere problemi di progetti, analisi, verifica di circuiti logici basati sulla logica T.T.L.

Questo volume non intende affatto fornire dati specifici sulle caratteristiche dei circuiti delle varie case costruttrici o informazioni sul loro costo bensì vuole dare al lettore la preparazione necessaria per leggere intelligentemente i vari cataloghi e saper scegliere con avvedutezza i circuiti più appropriati.

Il volume è scritto in forma molto semplice e chiara e per la sua lettura richiede una conoscenza tecnica di base molto elementare.

L'indice per capitoli, che si riporta qui di seguito, serve a fornire un'idea più precisa del contenuto del libro e di come esso è strutturato:

Prefazione.

Cap. 1°: Introduzione (p. 1); Cap. 2°: Tecniche di produzione, metodi di prova e affidabilità (p. 6); Cap. 3°: Il circuito base T.T.L. (p. 23); Cap. 4°: Parametri in continua ed in bassa frequenza (p. 37); Cap. 5°: Commutazione delle porte T.T.L. (p. 47); Cap. 6°: Le sovratensioni del T.T.L. in commutazione (p. 53); Cap. 7°: Varianti dei circuiti base T.T.L. (p. 56); Cap. 8°: Serie di porte nell'ambito delle famiglie T.T.L. (p. 65); Cap. 9°: Principali parametri delle porte T.T.L. (p. 73); Cap. 10°: Variazioni dei parametri con le condizioni ambientali (p. 100); Cap. 11°: Flip-flops (p. 116); Cap. 12° Medium-Scale Integration (p. 126); Cap. 13°: Esame accurato di un circuito « flip-flop » (p. 133); Cap. 14° Teoria degli effetti di linea di trasmissione sulle piastre stampate (p. 156); Cap. 15°: Interferenze e riflessioni su circuiti stampati pratici (p. 187); Cap. 16°: Progetto di circuiti stampati per T.T.L. (p. 200); Cap. 17°: Considerazioni pratiche sull'uso di T.T.L. (p. 217); Cap. 18°: L'influenza della logica T.T.L. sul progetto di sistemi (p. 228); Cap. 19°: Verifica di un progetto di circuito logico (p. 236); Appendici (p. 248); Indice (p. 254).

D.S. (1703)

DI MAGGIO G.: **Telefonia pratica.** « Ed. Federico & Ardia », Napoli, 1973.

Un volume di XII + 956 pagine, formato cm 18 × cm 25, con 765 figure, 75 tabelle, 8 tavole fuori testo. Rilegato.

Prezzo 12.000 lire.

Il testo si occupa della parte di telefonia classica relativa all'apparecchio telefonico ed alla rete. L'autore arricchisce l'esposizione con schemi elettrici e disegni di notevole utilità pratica, avvalendosi della sua esperienza su questi argomenti.

L'opera, pur non prefiggendosi una trattazione prevalentemente concettuale dei problemi, riporta tutti i riferimenti teorici necessari per una corretta interpretazione degli argomenti ed è quindi comprensibile da chiunque possieda nozioni elementari di elettrotecnica. Tale caratteristica rende il testo accessibile a larghi strati di lettori permettendo un'utile divugazione delle tecniche telefoniche.

Vanno ancora sottolineate le parti riguardanti la ricerca dei guasti negli impianti e gli strumenti di misura per la loro schematicità e chiarezza.

Il volume si suddivide in sette parti:

I parte: *Nozioni di acustica* (p. 3). Vengono esaminate brevemente le caratteristiche fisiche del suono, unitamente alle grandezze usate per misurarle. È anche descritto il sistema percettivo umano con il relativo audiogramma.

II parte: *Apparecchi telefonici* (p. 13). Sono esaminati apparecchi funzionanti a batteria locale e batteria centrale ed in particolare gli apparecchi unificati ed indicati d'uso attuale nell'esercizio sulla rete italiana. È inoltre riportata la descrizione degli apparecchi a gettone di tipo urbano ed interurbano, dei più diffusi impianti intercomunicanti e dei « teletaxe » di uso corrente. Per ogni dispositivo è fornita una tavola con la casistica dei guasti ed i relativi rimedi.

III parte: *Impianti d'abbonato* (p. 257). Sono esaminati i materiali impiegati e le tecniche d'installazione. Vengono anche trattati gli impianti di trasmissione dati di vario tipo: su rete commutata, su linee punto a punto, con concentratori di dati ed in « multipoint ».

IV parte: *Reti telefoniche* (p. 381). È esposta la struttura delle reti telefoniche, dando ampi ragguagli, arricchiti da tabelle contenenti le caratteristiche, sui cavi d'impiego attuale. Sono poi trattati la posa dei cavi sotterranei, il loro ricupero, la pressurizzazione e la casistica dei guasti. Vengono anche fornite notizie sulla progettazione delle reti urbane e sulle caratteristiche dei circuiti ai fini della trasmissione telefonica.

V parte: *Linee e palificazioni* (p. 683). Unitamente ai materiali impiegati è fornita la descrizione delle tecniche seguite per ridurre l'induzione fra le linee e la protezione delle stesse con i relativi impianti di terra.

VI parte: *Misure telefoniche e localizzazione dei guasti* (p. 773). Sono descritti gli strumenti di misura raggruppati secondo il loro principio di funzionamento e ne viene indicato l'impiego nelle varie misure elettriche. Un capitolo è dedicato alla identificazione e localizzazione dei guasti.

VII parte: *Costruzione delle linee di telecomunicazione negli attraversamenti e nei parallelismi* (p. 873). Sono illustrate le varie condizioni di posa adottate in base alle norme CEI, oltre che a circolari emanate in merito dai Ministeri dei Trasporti e delle Telecomunicazioni ed a norme interne della Società Concessionaria.

Appendice (p. 901). Sono riportate le norme di prevenzione degli infortuni la cui osservanza consente di eseguire correttamente il lavoro salvaguardando l'incolumità personale degli operatori.

Seguono indicazioni bibliografiche ed indici.

R.C. (1706)

STERE R., BODEA M., RISTEA I.: **Tranzistoare cu efect de cimp.** « Editura Tehnica », Bucuresti, 1972.

Un volume di 422 pagine, formato cm 15 × cm 21 con 262 figure e numerose tabelle. Rilegato.

Prezzo 24 lei.

La parte applicativa del libro può essere utile a tutti coloro che si occupano della progettazione di circuiti e di dispositivi elettronici. La prima parte (teoria generale) può interessare soprattutto gli studenti, in quanto la trattazione, oltre che molto completa, è fatta in forma particolarmente chiara. Originale ed efficacissimo è il sistema adottato dagli autori di sovrapporre sullo stesso disegno il circuito elettrico e la rappresentazione schematica dei FET dal punto di vista tecnologico.

Nei primi tre capitoli gli autori svolgono la teoria dei transistori ad effetto di campo, sia dal punto di vista funzionale (circuiti equivalenti - caratteristiche elettriche), che tecnologico. Nelle 20 pagine che compongono il 1° capitolo vengono date notazioni dei simboli, le definizioni e la terminologia propria dei FET e viene fatto un parallelo con il funzionamento dei transistori bipolari. Nel 2° capitolo vengono esaminate le caratteristiche dei FET con gate a giunzioni e viene dato un particolare risalto alla trattazione del comportamento di questi transistori al variare della temperatura. Ancora più ampio, 65 pagine circa, è il 3° capitolo in cui gli autori esaminano i FET con gate isolato.

Nei restanti 5 capitoli l'argomento viene svolto da un punto di vista applicativo e si esaminano le possibili applicazioni, sia nei circuiti analogici (capitoli 4°, 5° e 6° in cui vengono descritti amplificatori in alta e bassa frequenza, oscillatori, modulatori, demodulatori, attenuatori, filtri), sia nei circuiti logici (capitolo 8°): (FET usati come invertitori, porte, elementi per memorie sia ad accesso casuale, a sola lettura o a contenuto individuale).

Nel 7° capitolo sono descritti i circuiti in cui il transistore ad effetto di campo è utilizzato come elemento di commutazione analogica. Questa parte del libro (120 pagine, capitoli 7° ed 8°) è indubbiamente aggiornata con i più recenti sviluppi tecnologici dei circuiti integrati. Ad esempio è dato un certo rilievo alla trattazione dei FEP nei circuiti MOS complementari.

Può essere criticabile da chi usa il libro come opera di consultazione l'abitudine di adottare espressioni contratte, tipiche degli americani, come ad esempio FET (Field Effect Transistor) anche per il rumeno. Se le sigle in inglese infatti sono ormai entrate nell'uso comune, non altrettanto si può dire per quelle rumene: a prima vista nessuno sa che TEC vuol dire Transistori ad Effetto di Campo.

Molto ricca la bibliografia riportata alla fine di ogni capitolo.

F. Tai. (1705)

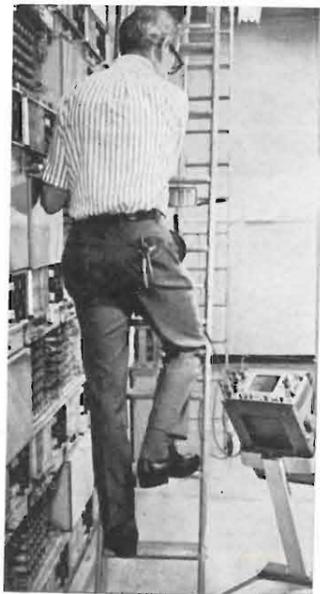
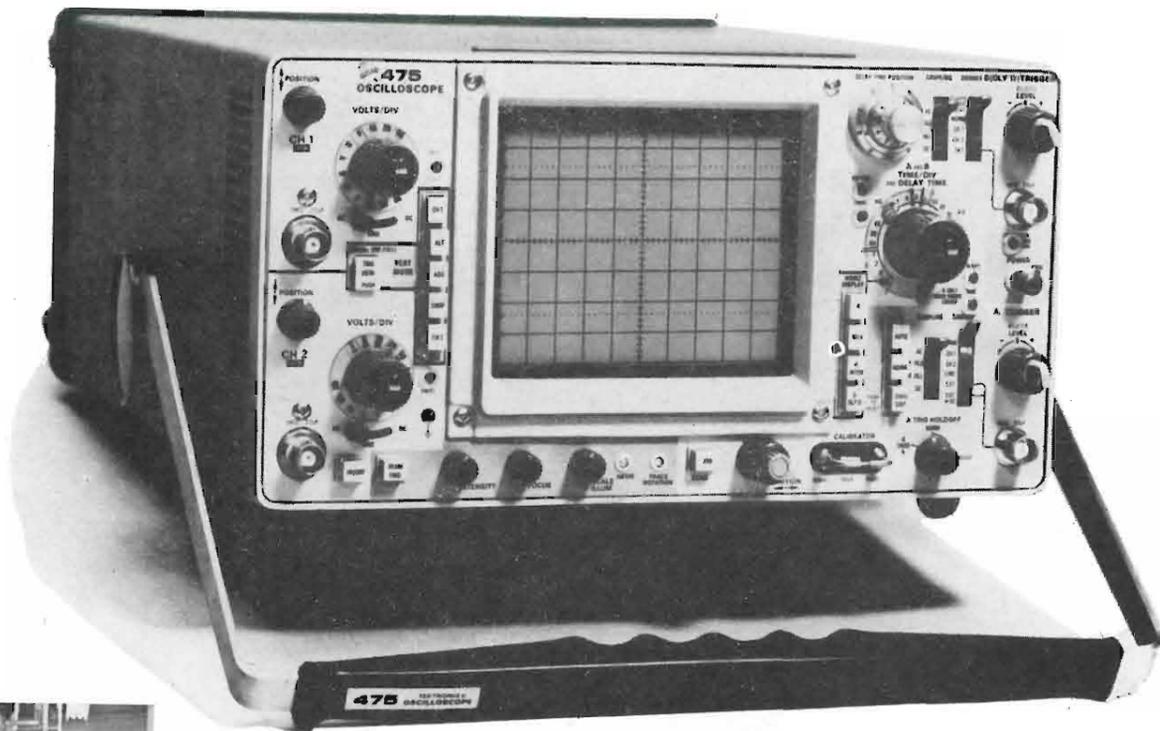
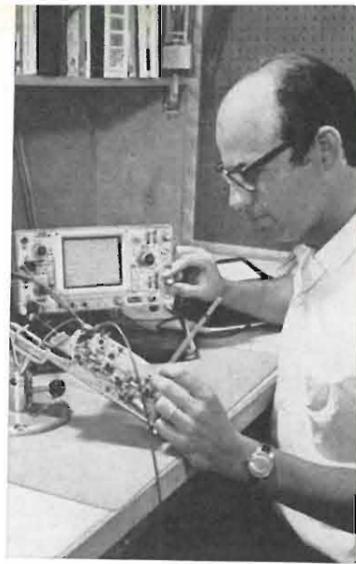
STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 4-1974

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

TEKTRONIX®

NUOVI OSCILLOSCOPI PORTATILI MOD. 465 E 475

BANDA PASSANTE PIÙ LARGA, BASE DEI TEMPI PIÙ VELOCE, SENSIBILITÀ PIÙ ELEVATA, SCHERMO PIÙ GRANDE, DISPOSIZIONE DEI COMANDI PIÙ RAZIONALE E COSTO PIÙ BASSO DI TUTTI GLI ALTRI PORTATILI DELLA LORO CLASSE.

Questi due oscilloscopi continuano la tradizione dei due famosi modelli 453A e 454A, i « portatili » più diffusi nel mondo. Essi sono il risultato finale di un processo di rinnovamento che in pochi anni ha cambiato completamente la linea TEKTRONIX.

CARATTERISTICHE TECNICHE PRINCIPALI

	Mod. 465	Mod. 475
Banda passante	0-100 MHz	0-200 MHz
Sensibilità verticale massima	5mV/cm (a 100 MHz)	2mV/cm (a 200 MHz)
Base dei tempi fino a	5nanosec/cm	1nanosec/cm
Schermo	8 x 10 cm	8 x 10 cm

Alimentazione: corrente alternata; corrente continua e batterie ricaricabili a richiesta.

Dimensioni e peso 15,7 x 32,8 x 46 cm — Kg. 10,3

Silverstar, ltd S.p.A.

MILANO - Via dei Gracchi 20 - Tel. 49.96
ROMA - Via Paisiello 30 - Tel. 84.48.841/5
TORINO - Piazza Adriano 9 - Tel. 44.32.75/6

MODEM

per trasmissione dati

Velocità da 200 a 96000 bit/sec. ○ struttura unificata per utilizzazione da tavolo e da rack ○ unità di controllo separabile ○ interfaccia secondo norme CCITT ○ affidabilità estrema, garantita dall'impiego esteso di circuiti digitali e piastre di cablaggio. Cinque caratteristiche fra le molteplici che sono comuni a una gamma completa di modem realizzati - per soddisfare qualsiasi problema di trasmissione - dalla:

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. (02) 4388.1

TELECOMUNICAZIONI AUSO SIEMENS

SPS 123-05

contare e' facile...

...ma non sempre, specialmente quando deve tradurre in cifre valori che mutano ad ogni istante. La ricerca spaziale, come la ricerca elettronica, richiede scale di misura ogni giorno più complesse; perciò maggiormente sofisticati sono gli strumenti che esse utilizzano; e da loro pretendono una precisione senza "cadute". Contare è facile quando al servizio delle conquiste della tecnica, nella ricerca di laboratorio, ci sono strumenti che lo sanno fare: sono i contatori Philips.

PM 6645 + PM 6634: 500 MHz / 5 mV - 12,6 GHz con convertitore eterodina automatico a YIG - presentazione completa su 9 cifre.

Ovunque, un'onda Philips.

PHILIPS S.p.A. - Sezione PIT - 20052 MONZA
Viale Elvezia, 2 - Tel. (039) 361.441/5 - 360.364/6 - 360.383/4
Telegramma: PHILIPSPIT - Monza - Telex: 35290